



Università di Pisa

Corso di laurea Specialistica in Ingegneria Elettrica

Candidato:

Luigi Mancini

Dimensionamento energetico e studio degli apparati di
conversione elettrica per un sistema integrato di
generazione da fonti rinnovabili e accumulo per utenze
domestiche isolate

Relatore:

Prof. Paolo Bolognesi

Luigi Mancini

ANNO ACCADEMICO 2012 - 2013

A Babbo e Mamma,
unici e impagabili.
Sperando di renderli orgogliosi
almeno quanto io lo sono di loro.

A Sara,
che queste pagine siano
il nostro nuovo inizio.

*“Un paese ci vuole, non fosse che
per il gusto di andarsene via...”*

Cesare Pavese - *La Luna e i Falò*

Indice

Sommario	9
Introduzione	11
1. Architettura del sistema	13
1.1. Architetture con bus Ac, Dc, Ac-Dc.....	13
1.2. Convertitori multi-porta.....	17
1.3. Scelta dell'Architettura di base.....	24
1.4. Scelta della sotto architettura con bus Dc.....	27
1.4.1. Gruppo Diesel.....	27
1.4.2. Posizione sistema di accumulo.....	28
2. Convertitori Risonanti	33
2.1. Convertitori Resonant-Switch.....	41
2.1.1. Quasi-Resonant Converters (QRC)	41
2.1.2. Multi-Resonant Converters (MRC)	46
2.1.3. ZVS-PWM.....	47
2.1.4. Zero-Voltage-Transition converters (ZVT-PWM)	49
2.1.5. ZCS-PWM e ZCT-PWM.....	51
2.2. Selezione e analisi dei convertitori	54
2.2.1. Boost.....	54
2.2.2. Buck-Boost.....	60
2.2.3. Inverter	63
3. Elaborazione dei dati meteorologici.....	69
3.1. Generalità sul calcolo dei dati orari	70
3.2. Irraggiamento	72
3.2.1. Elementi di geometria Astronomica	72
3.2.2. Modelli di calcolo dell'irraggiamento medio orario	77
3.2.3. Modelli di calcolo delle componenti della radiazione globale.....	82
3.2.4. Calcolo dell'irraggiamento su superficie inclinata	87
3.3. Temperatura.....	90
3.4. Velocità del vento	93
4. Modello del carico	99
5. Criteri di ottimizzazione	103

5.1. Generalità.....	103
5.2. Algoritmo Genetico	109
5.3. Modello per l'ottimizzazione.....	112
5.3.1. Funzione obiettivo	113
5.3.2. Funzione di vincolo	114
5.4. Modello del sistema per il calcolo del vincolo	115
5.4.1. Array fotovoltaico	117
5.4.2. Aerogeneratore	120
5.4.3. Accumulatori	121
5.4.4. Calcolo dell'LPSP.....	124
5.5. Risultati e configurazione.....	128
6. Logiche di controllo	129
6.1. Tecniche di controllo dei convertitori.....	129
6.1.1. Boost.....	129
6.1.2. Buck-Boost.....	133
6.2. Gestione del sistema.....	134
7. Simulazioni	139
7.1. Modelli.....	139
7.1.1. Array fotovoltaico	139
7.1.2. Aerogeneratore	142
7.1.3. Accumulatori	145
7.2. Risultati.....	148
8. Conclusioni	155
Appendice.....	156
A.1	156
A.2.....	161
Bibliografia	163
Ringraziamenti	169

Sommario

Il presente elaborato di Tesi è sviluppato facendo riferimento al progetto “TOB” (acronimo di *Triangle-based Omnipurpose Building*) in fase di sviluppo presso ENEL Ricerca di Pisa. Tale progetto è volto alla realizzazione di un nucleo abitativo di piccole dimensioni, energeticamente autonomo e alimentato da fonti di energia rinnovabili, con basso costo di realizzazione e buona affidabilità, con lo scopo di fornire servizi essenziali ad utenze isolate o dislocate in aree remote non raggiunte dalla rete elettrica.

Il lavoro è stato sviluppato partendo dalla scelta del tipo di architettura del sistema, confrontando le diverse alternative presenti in letteratura scientifica sulla base dei requisiti richiesti. Successivamente è stata effettuata l'analisi e la scelta dei convertitori statici, concentrandosi su convertitori di tipo “Soft-Switching”, dei quali è stato presentato lo stato dell'arte ed illustrato i criteri di scelta per il caso in esame.

Dopo l'analisi della struttura e dei componenti dell'impianto si è passati al suo dimensionamento energetico tenendo presente l'obiettivo della minimizzazione del costo di installazione: mediante l'analisi ed elaborazione dei dati ambientali, sono state caratterizzate le fonti primarie di energia, e successivamente è stato implementato un algoritmo per l'ottimizzazione energetico-economica del sistema. Infine è stato messo a punto un modello dinamico del sistema che ha permesso di analizzarne ed identificarne il comportamento dinamico e a regime.

Introduzione

I sistemi di generazione che utilizzano fonti rinnovabili, ed in particolare quelli che usano fonti di natura eolica o fotovoltaica hanno avuto un rapido sviluppo dovuto principalmente alla diminuzione dei costi di entrambe le tecnologie rispetto ad altre tipologie di fonti rinnovabili. L'aleatorietà di queste fonti (la loro disponibilità è variabile sia all'interno della giornata che stagionalmente) introduce problemi di disponibilità poichè in generale l'energia disponibile differisce sostanzialmente dalla richiesta istantanea dei carichi, quindi si rende necessario combinare più fonti tra loro (Sistema Ibrido) ed integrarle con sistemi di accumulo di energia e fonti non rinnovabili come gruppi Diesel o sistemi a celle a combustibile, in modo da aumentare l'affidabilità globale del sistema. In generale la logica di gestione di un sistema di tipo ibrido isolato è riassumibile come segue:

quando la potenza erogabile dalle fonti primarie rinnovabili non è sufficiente a coprire il carico, il sistema di accumulo, compatibilmente con le proprie potenzialità, fornisce la quota mancante di potenza; viceversa, quando vi è un surplus di potenza prodotta, il sistema di accumulo assorbe tale quota.

In questo tipo di sistemi la gestione delle fonti non rinnovabili può essere effettuata in continua modulazione di potenza, in coordinamento e con una logica di tipo ausiliario rispetto alle altre sorgenti rinnovabili; oppure in logica di backup, per la quale le fonti non rinnovabili subentrano rimpiazzando completamente le rinnovabili qualora queste ultime non riuscissero a coprire comunque il carico.

In particolare la combinazione fotovoltaico-eolico, risulta particolarmente convincente per la natura complementare delle due fonti rinnovabili e per il loro costo relativamente basso rispetto ad altre tipologie di sorgenti. Questi tipi di

impianti sono di particolare interesse nel caso di alimentazione di utenze isolate dalla rete elettrica (strutture *Off-Grid*), magari ubicate in luoghi impervi o comunque scarsamente collegati ad infrastrutture principali, oppure nel caso di insediamenti collegati ad una rete molto debole (strutture *On-Grid*). Infatti gli impianti di generazione da fonte rinnovabile di tipo ibrido possono risultare utili e strategici per contribuire a sostenere una rete debole, laddove questa sia presente, e limitare in maniera significativa l'utilizzo di carburante per i generatori diesel laddove riducendo conseguentemente i costi, le emissioni e superando gli eventuali problemi di approvvigionamento di combustibili.

I sistemi di generazione ibrida da fonti rinnovabili presentano problematiche importanti legate alla gestione dei flussi di potenza. Punto chiave per un'ottimizzazione ed una corretta gestione dell'impianto in termini di affidabilità ed efficienza sono quindi i convertitori statici che interconnettono tra loro le varie sorgenti e i sistemi di controllo, sia locali dei singoli componenti che generali dell'impianto.

Il presente elaborato di Tesi è stato sviluppato facendo riferimento al progetto "TOB" (acronimo di *Triangle-based Omnipurpose Building*) attualmente in fase di sviluppo presso ENEL Ricerca di Pisa. Tale progetto è volto alla realizzazione di un nucleo abitativo di piccole dimensioni, energeticamente autonomo e alimentato da fonti di energia rinnovabili, con basso costo di realizzazione e buona affidabilità, con lo scopo di fornire servizi essenziali ad utenze isolate o dislocate in aree remote non raggiunte dalla rete elettrica. Pertanto le linee guida assunte nella fase dello studio saranno le seguenti:

- Minimo costo del sistema
- Buona affidabilità
- Semplicità costruttiva e di facile ed economica manutenzione

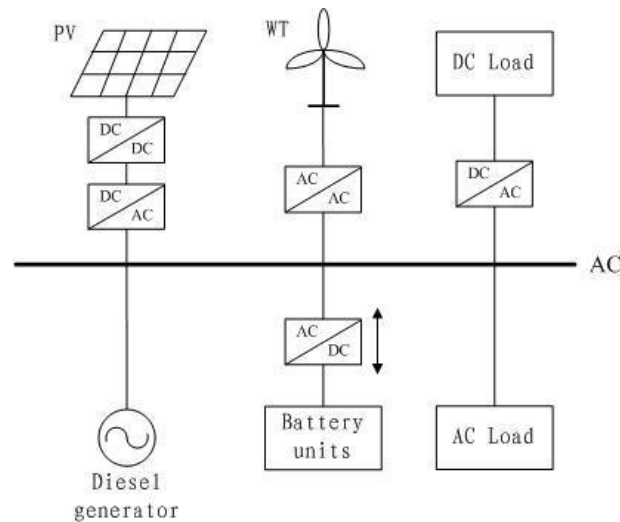
1. Architettura del sistema

Il primo passo da compiere nell'analisi di un impianto ibrido è definirne l'architettura di base, cioè la topologia dell'impianto, la quale stabilisce il modo in cui le varie sorgenti, il sistema di accumulo ed il carico si interfacciano tra di loro. Cerchiamo ora di fornire una breve panoramica sulle possibili architetture degli impianti Off-Grid.

1.1. Architetture con bus Ac, Dc, Ac-Dc

In un sistema con Bus in corrente alternata l'array fotovoltaico è collegato al bus attraverso un inverter alimentato da un convertitore Dc/Dc che effettua il controllo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*, ovvero inseguimento della condizione di massima potenza estratta dalla fonte). Il generatore eolico è collegato attraverso un convertitore Ac/Ac che adatta in tensione, frequenza e fase la tensione di uscita dall'aerogeneratore a quella del bus. La linea destinata ad asservire gli eventuali carichi in continua presenti è alimentata mediante un raddrizzatore. I carichi in corrente alternata ed il generatore diesel sono collegati direttamente al bus. La batteria è collegata al bus tramite un inverter che permette un flusso di potenza bidirezionale.

Nella figura successiva è mostrato lo schema di principio di un impianto con bus in corrente alternata [1].



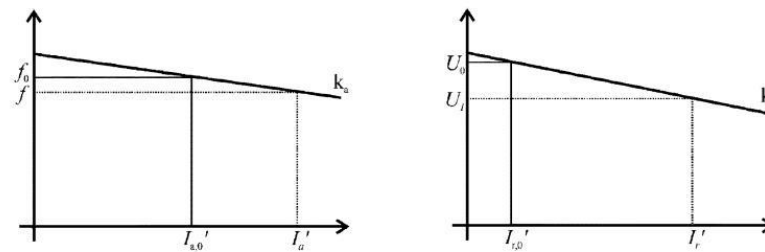
Gli impianti ibridi con gestione basata su un bus Ac che opera a tensione e frequenza standard, presentano in generale maggiore flessibilità rispetto a quelli con bus Dc in quanto la struttura è facilmente espandibile in termini di generatori e carichi senza la necessità di apportare modifiche consistenti al sistema [3]. Infatti avvenendo la connessione lato alternata è facile aggiungere nuovi componenti al sistema senza dover ricorrere a particolari riconfigurazioni ed i singoli sistemi sono facilmente rimpiazzabili in caso di guasto, in quanto tipicamente sono disponibili componenti equivalenti sul mercato [4].

Per contro, rispetto al caso con bus Dc, un sistema in isola con bus Ac, prevedendo il collegamento di più inverter in parallelo, può presentare problemi di instabilità in caso di eccessive variazioni di carico, e richiede una regolazione della potenza attiva e reattiva che introduce un complesso sistema di coordinamento tra i componenti del sistema.

Tipicamente una sola sorgente è destinata a mantenere il livello di tensione e frequenza di bus, tale sorgente deve avere un'adeguata capacità di riserva per garantire largamente il bilancio di potenza e quindi assume il ruolo di "rete prevalente"; inoltre grazie ad un opportuno controllo, l'inverter di tale sorgente reagisce alle richieste di potenza attiva e reattiva da parte dei carichi perturbando i parametri del bus inducendo gli altri inverter alla regolazione della potenza.

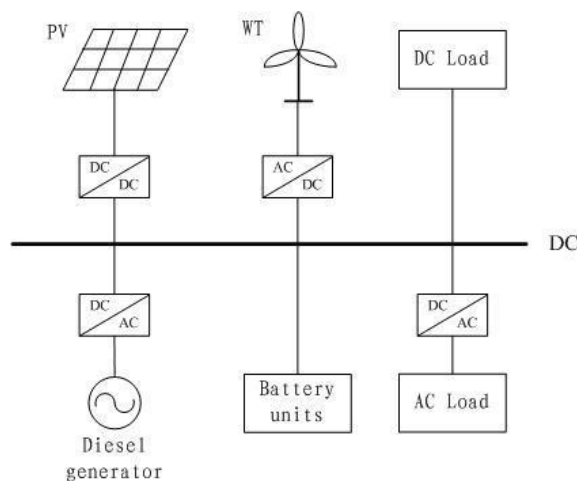
Infatti, essendoci più sorgenti che contribuiscono alla regolazione della potenza attiva e reattiva, la regolazione avviene mediante il controllo di ogni singolo inverter di interfaccia in modo che questo emuli il comportamento di un

generatore rotante mediante le relative curve di statismo $\Delta f-\Delta P$, $\Delta V-\Delta Q$, come mostrato in figura:



L'inverter relativo alla sorgente di riferimento tipicamente comanda la regolazione mediante la tecnica "*Voltage-Frequency Droop Control*" [17]: a fronte di uno squilibrio generazione-carico questo inverter varia la frequenza di bus entro un certo range Δf , questa variazione è rilevata dagli altri inverter che reagiscono variando la loro potenza erogata in base al proprio statismo; con un meccanismo analogo la potenza reattiva viene regolata attraverso una perturbazione della tensione ΔV . In entrambi i casi i sistemi di controllo dei singoli inverter vanno a regolare corrente dell'inverter iniettata nel bus.

Nell'architettura con bus in corrente continua l'array fotovoltaico è collegato al bus attraverso il solo chopper MPPT, la turbina eolica e il gruppo diesel tramite un convertitore Ac-Dc, i carichi Ac sono alimentati attraverso un inverter i carichi Dc sono direttamente collegati al bus, mentre la batteria in generale, è interfacciata mediante un convertitore Dc-Dc. Nella figura successiva è mostrata l'architettura con bus in corrente continua:

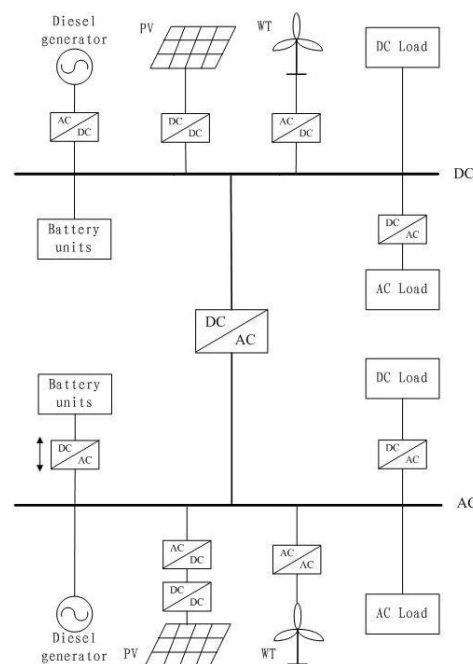


La struttura con bus Dc, a parità di scenario sorgenti-carichi, in generale prevede un numero inferiore di convertitori rispetto al caso bus Ac con conseguente aumento del rendimento complessivo, fattore fondamentale per un impianto in isola, e una riduzione della complessità e costo d'impianto. Inoltre è possibile una migliore coordinazione dei convertitori, in333 quanto la gestione dei flussi di potenza risulta più semplice.

D'altro canto è necessario un inverter per alimentare i carichi in alternata (più diffusi a livello commerciale) cosa non necessaria con un bus Ac.

La presenza di un bus in corrente continua ha il vantaggio di non dover vincolare la velocità di rotazione del gruppo diesel, permettendo all'ICE di lavorare nel punto di massimo rendimento al variare della potenza richiesta senza vincoli di velocità [2]. La questione ovviamente viene meno dal momento in cui il generatore diesel viene utilizzato come unità di backup mediante un teleruttore.

La struttura ibrida Ac-Dc bus unisce i vantaggi di entrambe le precedenti tipologie al costo di una maggiore complessità della struttura e del controllo, tale architettura è mostrata nella figura seguente:



1.2. Convertitori multi-porta

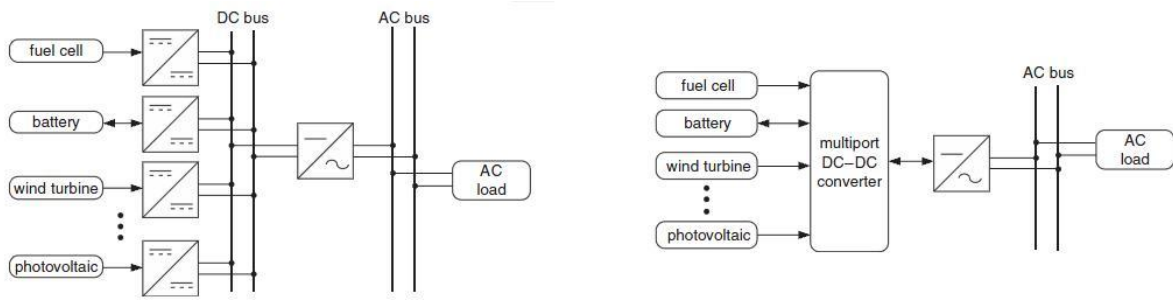
Sono assimilabili ad un sistema con bus ibrido Ac-Dc del tipo già visto precedentemente, ma a differenza di questi il collegamento in Ac è realizzato in alta frequenza mediante un trasformatore multi uscita che accoppia magneticamente vari bus Dc.

Questi convertitori rappresentano un'alternativa alle architetture precedenti e presentando alcuni vantaggi significativi.

Con un unico convertitore si riesce ad interfacciare tutte le sorgenti e i carichi connessi al sistema anche se queste presentano notevoli differenze nelle tensioni di lavoro, riuscendo ad evitare ridondanze nelle conversioni [10] (soprattutto legate alla gestione del sistema di accumulo), creando così una topologia più semplice ed efficiente rispetto a quelle precedentemente esposte.

Complessivamente questi convertitori prevedono un numero minore di elementi di potenza, dimensioni ridotte e minor costo rispetto alle architetture descritte precedentemente [6]. La gestione del sistema è effettuata in ottica globale andando a considerare il convertitore nel suo complesso anziché concentrandosi sul singolo sotto-convertitore che lo compone, presenta quindi una gestione unica per tutto il sistema. Generalmente questi convertitori si prestano bene ad un controllo di tipo pseudo-risonante (*soft-switching*) di tipo Zero-voltage-transition ZVT (detto anche Zero-voltage-switching clamped-voltage (ZVS-CV) [10], infatti questo convertitore è assimilabile ad un convertitore Dc-Dc risonante di tipo ZVS-CV [27] che però prevede più uscite.

Il confronto tra la topologia con bus Dc e quella di tipo multiport è mostrata in figura:



Tipicamente in un convertitore multiport vengono utilizzate tre diverse tipologie di collegamento tra sorgenti e carichi [6]:

- ***Topologia con porte non isolate (Dc-link)***

Topologia più semplice ed economica, le porte del convertitore sono accoppiate in un bus Dc mediante opportuni sotto convertitori di interfaccia. Questa topologia permette di accoppiare solo sorgenti con livelli di tensione simili tra loro poichè il rapporto tensione di ingresso/tensione di uscita dei convertitori è limitato, è equivalente ad un sistema con bus Dc. Alcuni esempi di tale struttura sono trattati in [14-15].

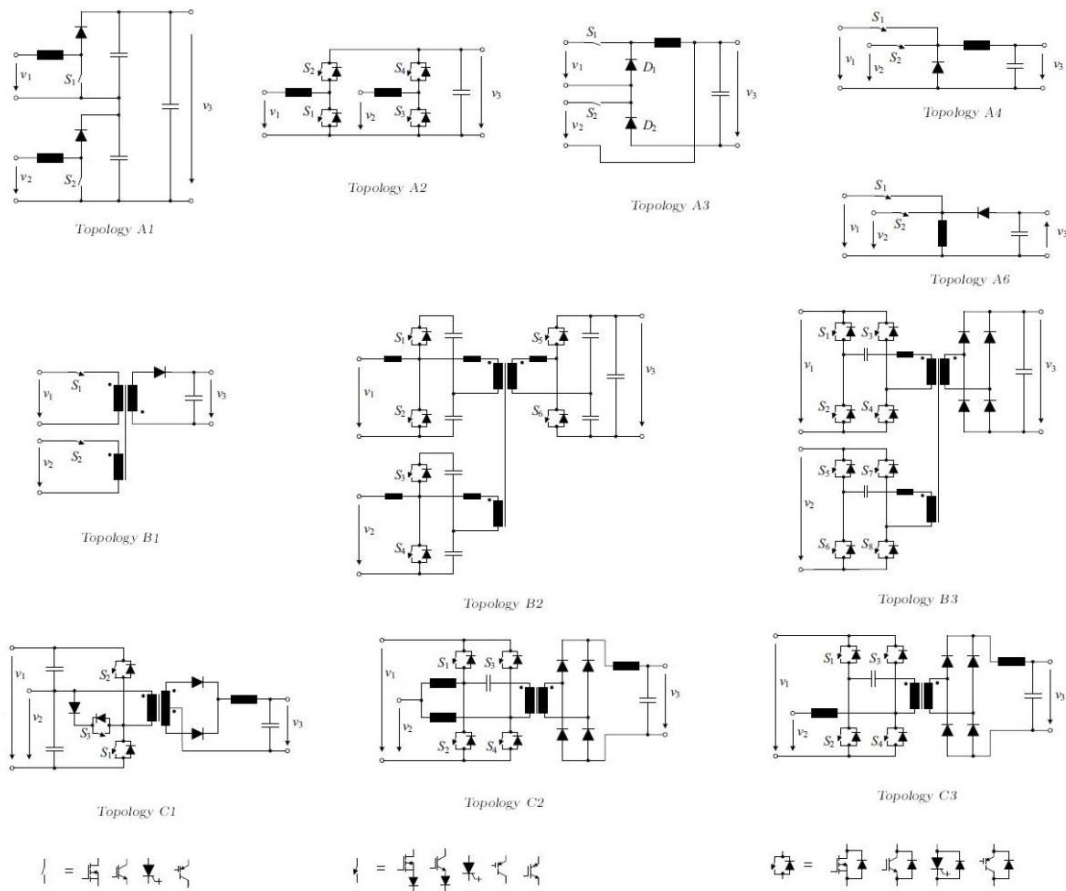
- ***Topologia con porte totalmente isolate (Magnetic-coupling)***

Le porte del convertitore sono tutte isolate galvanicamente ed accoppiate mediante un trasformatore ad alta frequenza con avvolgimenti multipli isolati. Questo accoppiamento in corrente alternata assimilabile ad un bus Ac rende possibile coordinare sorgenti e carichi con livelli di tensione molto diversificati lavorando sui rapporti spire tra gli avvolgimenti. A parità di potenza il costo di questa struttura è maggiore della precedente poichè ogni porta necessita di un avvolgimento dedicato che porta ad avere un trasformatore più ingombrante.

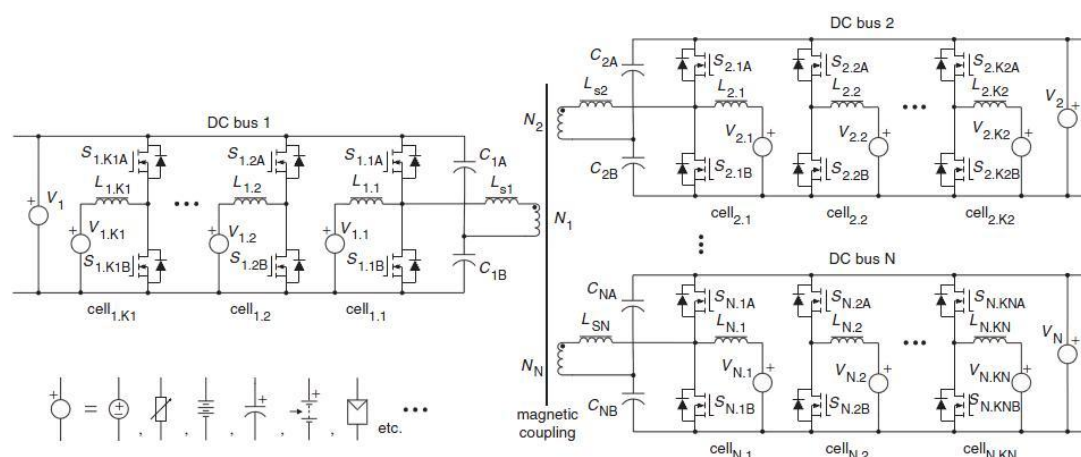
- **Topologia ibrida**

E' una forma ibrida tra le due precedenti, raggruppa le sorgenti ed i carichi che lavorano a tensioni di lavoro simili mediante bus Dc comuni di tipo Dc-link. A loro volta tali gruppi sono accoppiati tra loro mediante un trasformatore ad alta frequenza (magnetic-coupling) che prevede un avvolgimento per ogni bus.

Nella figura successiva sono mostrate alcune possibili configurazioni dei sistemi multiport, le tipologie (a) sono di tipo Dc-link, le (b) di tipo Magnetic-Coupling e le (c) sono di tipo Ibrido.

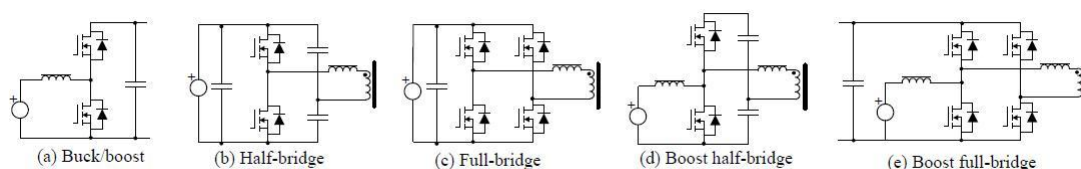


La struttura ibrida generalizza con porte bidirezionali è rappresentata in figura:



Come già accennato, in questa struttura ogni Bus Dc raccoglie in modalità “Dc-link” gruppi di sorgenti e carichi (V_{ij} in figura) che lavorano con livelli di tensioni simili mediante opportuni convertitori di interfaccia ($Cell_{ij}$ in figura), i vari bus si scambiano potenza attraverso un collegamento di tipo “magnetic-couple” mediante un controllo della fase delle tensioni e coordinando i diversi livelli di tensione agendo sui rapporti spire tra gli avvolgimenti.

La connessione delle varie sorgenti ai singoli bus è realizzata mediante varie strutture base come convertitori buck-boost, convertitori a ponte e a mezzo ponte eccetera, di tipo monodirezionali o bidirezionali in base alle esigenze della singola porta.



Sono possibili anche particolari riconfigurazioni di questi convertitori di interfaccia che permettono di ridurre il numero di componenti di potenza rispetto

alla loro configurazione standard, ad esempio il boost-half-bridge [8] è ottenuto come semplificazione dei due convertitori in cascata Dc/Dc Boost e convertitore a mezzo ponte. La configurazione standard con ponte intero utilizza sei switch (due per il boost e quattro per il ponte), questa solo due e fornisce un livello di tensione di uscita pari a metà rispetto all'uso di un inverter e a ponte intero, tale tensione può essere elevata mediante il rapporto spire del trasformatore AF risparmiando quattro elementi di potenza.

A fronte dei vantaggi in termini di ingombro, riduzione del numero di componenti e riduzione delle perdite di commutazione, la gestione dei flussi di potenza tra carichi e sorgenti è molto delicata e varia in base alla configurazione specifica, dalla scelta dei convertitori di interfaccia e dal loro utilizzo. La complessità di gestione è il rovescio della medaglia del controllo centralizzato del convertitore, il quale è però necessario per raggiungere i risultati sopra elencati. In letteratura esistono svariate tipologie alternative [13] con altrettante varianti nelle logiche di comando degli switch.

Alla luce di quanto detto precedentemente risulta difficoltoso dare una descrizione più che sommaria dei criteri di controllo degli switch usata in questo tipo di architettura, in quanto queste logiche variano in base al caso specifico (una panoramica è fornita in [13]).

In generale si può dire che in una struttura ibrida la gestione dei flussi di potenza tra carichi e sorgenti collegati allo stesso bus (Dc-Link) è effettuata come nel caso di architettura con bus Dc variando il duty-cycle dei convertitori al fine di ottenere i valori di tensione e corrente desiderati su ogni singola porta in funzione degli obiettivi da raggiungere, è possibile ad esempio fare un controllo mppt di un array fotovoltaico, caricare una batteria eccetera, ma tale gestione non può in generale essere effettuata in maniera autonoma rispetto alla gestione della potenza tra i vari bus.

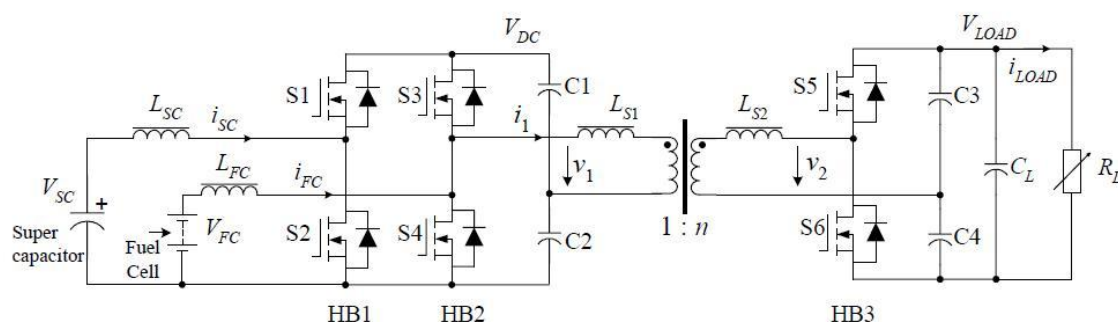
La gestione dei flussi di potenza tra i vari bus facenti capo al trasformatore generalmente è effettuata regolando lo sfasamento tra le tensioni in alta frequenza generate dagli inverter (tipicamente modulati ad onda quadra e pilotati in logica ZVT, in cui l'auto induttanza dell'avvolgimento è usata come componente del

circuito risonante) sui singoli avvolgimenti secondo la tecnica *Phase Angle Shift* [11] [16].

Le modulazioni delle singole strutture base del convertitore multiport descritte sommariamente sopra, possono essere eseguite sia in PWM che mediante tecniche soft-switching (quando vi sono i presupposti) e seguono logiche variabili con la topologia del convertitore e dai tipi di strutture base utilizzate.

le modulazioni di tipo *soft-switching* a differenza di quelle standard (*hard-switching*) come la Pwm, utilizzano particolari strategie di controllo che permettono di effettuare le commutazioni degli switch in condizioni di corrente e/o tensione nulla (ZCS e/o ZVS), mediante l'utilizzo di opportuni circuiti risonanti, riducendo drasticamente le perdite di commutazione. L'entità di tali perdite, come noto, aumenta con la frequenza di commutazione degli switch; d'altro canto una elevata frequenza di commutazione è un requisito fondamentale per aumentare la potenza specifica del convertitore riducendone le dimensioni, il peso ed il costo (filtri molto ridimensionati) [5], quindi l'utilizzo di convertitori risonanti è intrinsecamente predisposto per l'utilizzo in alta frequenza con alti rendimenti. Un capitolo della presente sarà successivamente dedicato allo studio dei convertitori risonanti.

Analizzando a titolo di esempio la topologia Ibrida a tre porte presentata in [12] e mostrata in figura:



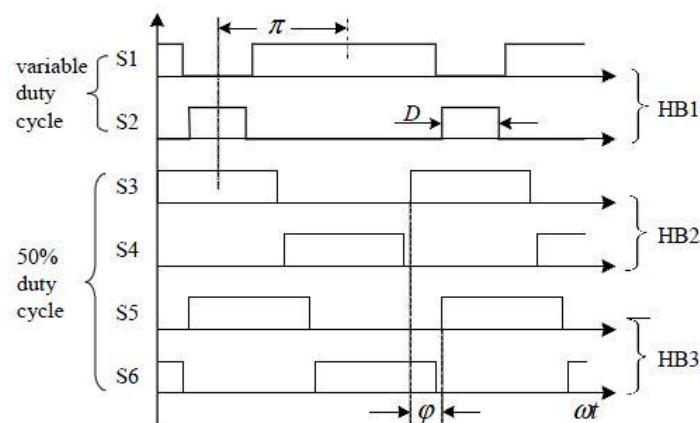
Questo caso specifico utilizza solamente due switch per ogni porta. Sul lato primario sono presenti due convertitori bidirezionali, un Boost-half-bridge (HB2)

ed un boost-buck (HB1), e a lato secondario un raddrizzatore a mezzo ponte bidirezionale.

In questa particolare tipologia il ramo HB1 in generale può essere comandato in un'ottica di soft-switching nonostante non utilizzi circuiti di risonanza specifici, questo in quanto la corrente nell'induttanza presenterà un certo ripple con valor medio nullo annullandosi in determinati istanti a seguito di periodi di carica e di scarica in base all'esubero/deficit di potenza nel sistema. Se questa condizione non si presentasse o si presentasse con ritmi non compatibili con il duty-cycle richiesto allora verrebbe semplicemente pilotato in sottoscillazione Pwm con uno sfasamento 180° rispetto al ramo HB2, oppure è possibile sfruttare le capacità parassite dello switch o prevedere dei condensatori in parallelo agli switch in modo da creare il circuito risonante con L_{sc} e realizzare le condizioni tensione-corrente nulla direttamente sullo switch stesso (*resonant-switch*) [16].

I rami HB2 e HB3 affiancati al lato Ac formano in pratica un convertitore Dc-Dc pseudo-risonante ZVT che sfrutta il circuito risonante composto dai condensatori di bus e l'auto induttanza del trasformatore L_{S1} .

La logica di controllo del convertitore Ibrido a tre porte è mostrata in figura:



Gate control signals for six power switches.

1.3. Scelta dell'Architettura di base

Lo scopo della trattazione è quello di andare a realizzare un impianto ibrido Off-grid per un nucleo abitativo autonomo isolato, che sfrutti in maniera sinergica diverse fonti di energia rinnovabile come fotovoltaico ed eolico magari supportato da un generatore diesel e un sistema di accumulo. Questo tipo di impianto è destinato ad alimentare utenze isolate e ubicate in zone lontane dalle direttrici principali e dai grandi centri abitati con relativi servizi, di conseguenza l'approvvigionamento di componenti di ricambio può risultare problematico. Quindi l'impianto deve risultare affidabile per ridurre al minimo le probabilità di guasto e quindi l'indisponibilità energetica.

Le principali caratteristiche richieste all'impianto sono:

- Elevata affidabilità sia dal punto di vista hardware che di controllo
- Basso costo di realizzazione e manutenzione

Da un punto di vista economico ed energetico la soluzione con convertitore multiporta appare la migliore, infatti richiede un minor numero di interruttori di potenza, ha un limitato ingombro e dà la possibilità di gestire le commutazioni in un'ottica di soft-switching riducendo drasticamente le perdite di commutazione. D'altro canto la logica di controllo può essere estremamente complessa, in oltre a causa dell'ottimizzazione molto spinta del sistema di potenza e della conseguente logica di controllo centralizzata, il sistema risulta altamente esposto a rischio di inaffidabilità: infatti a meno di introdurre ottimi meccanismi di selettività e ridondanza, con un conseguente aumento del costo totale e la parziale perdita dei vantaggi iniziali, un guasto al sistema di controllo o di un singolo switch porterebbe il sistema al malfunzionamento e all'interruzione totale e potenzialmente ad un lungo periodo di non fornitura di energia ai carichi, visto che l'impianto è destinato ad aree isolate che presentano problemi di approvvigionamento di componenti di ricambio e assistenza specializzata. Quindi nonostante i numerosi vantaggi e potenzialità dimostrate in letteratura per questo

tipo di struttura, questa non presenta i requisiti necessari per essere utilizzata per lo scopo prefissato.

I sistemi con bus Ac presentano maggiore complessità in termini di gestione dei convertitori rispetto ai sistemi con bus Dc; Infatti non è possibile gestire in maniera modulare i singoli convertitori, in quanto di fatto si va in pratica a realizzare una piccola rete in corrente alternata implicando logiche di controllo delicate per la gestione dei flussi di potenza e della qualità del vettore elettrico. In oltre è sempre presente un rischio di instabilità legato alla dubbia presenza, o affidabilità, di una sorgente sufficientemente potente e disponibile che funga da porta di riferimento, facendo le veci di una pseudo rete prevalente. D'altronde questi sistemi annoverano i vantaggi descritti nella sezione precedente, e sono da preferirsi in una situazione on-grid o in caso di micro reti isolate poichè in tali situazioni il problema della stabilità è di minore entità viste le maggiori potenze in gioco e la maggiore estensione dell'impianto.

In generale si può dire che concettualmente i problemi di gestione in stabilità che si incontrano in queste strutture sono analoghi a quelli di una rete elettrica nazionale, ma viste le dimensioni ridotte il rischio instabilità è molto maggiore poichè in termini percentuali sia variazione di potenza generata (specialmente da fonte rinnovabile) sia la variazione di carico possono essere nettamente maggiori rispetto al caso di rete estesa.

Una struttura con bus Ac risulta vantaggiosa anche economicamente quando l'impianto e il parco sorgenti-carichi diventa esteso a punto tale da considerare il bus come una vera e propria linea di distribuzione (micro-grid) perchè oltre alla riduzione dei problemi tecnici già esposti, anche se sono presenti molti carichi questi non necessitano di convertitori per collegarsi al bus visto che è mantenuto a valori di tensione e frequenza costanti ed idonei al servizio.

Quindi nel caso di impianto esteso, a fronte di una più complicata gestione ed in generale ad un maggior rischio d'indisponibilità legato alla stabilità del sistema, il risparmio economico ed energetico legato ad un ridotto numero di convertitori e la flessibilità della struttura in termini di possibilità di ampliamento e collegamento a reti preesistenti, può rendere vantaggioso l'utilizzo di questa tipologia di architettura rispetto a quella con bus Dc.

Per sistemi di dimensioni ridotte, con pochi carichi e sorgenti, la topologia con bus Dc risulta preferibile perchè presenta delle logiche di controllo molto più semplici e modulari. In generale a parità di parco sorgenti-carichi presenta un numero minore di convertitori, con conseguente aumento dell'affidabilità, non presenta problemi di stabilità poichè le singole linee per carichi Ac possono essere realizzate mediante un singolo inverter per linea, e grazie all'assenza del vincolo di velocità è possibile ridurre drasticamente il consumo di gasolio di un eventuale gruppo diesel integrato.

La struttura con bus ibrido Ac/Dc è più versatile delle precedenti ma presenta una maggiore complessità sia nella topologia che nella gestione, in oltre la presenza del bus Ac implica le problematiche già esposte. La maggior complessità introdotta non è giustificabile nell'applicazione in esame che prevede potenzialmente l'uso di due sole sorgenti, quindi questa struttura è scartata.

Per i nostri scopi quindi l'architettura con bus Dc potenzialmente ha tutti i requisiti necessari per raggiungere l'obiettivo proposto, quindi sarà adottata.

Nella sezione successiva verranno passate in rassegna le varie sotto topologie ottenibili mediante una struttura con bus Dc, con particolare attenzione alla posizione del sistema di accumulo, la gestione del gruppo diesel eccetera, al fine di determinare la particolare topologia più adatta ai nostri obiettivi.

1.4. Scelta della sotto architettura con bus Dc

Come giustificato nel capitolo precedente alla luce delle esigenze richieste dall'impianto, come architettura di base è stata scelta la struttura con bus Dc. Andiamo ora a considerarne le possibili sotto architetture, andando a scegliere la topologia ideale per lo scopo prefissato. Le possibili sotto architetture ottenibili si distinguono tra loro in base alla posizione ed il collegamento dei vari componenti dell'impianto, andremo ad effettuare la scelta che trova maggior compromesso tra affidabilità e basso costo.

1.4.1. Gruppo Diesel

Il gruppo diesel può essere collegato alle linee carichi mediante un semplice interruttore interbloccato che bypassa l'inverter in caso di guasto o di limitata disponibilità energetica. In questo caso il generatore diesel lavora come un semplice gruppo di continuità e non ha nessun tipo di interazione con il Bus Dc, questo porta ad evidenti vantaggi in termini di semplicità di gestione e basso costo, inoltre permette di garantire alimentazione ai carichi anche in caso di guasto all'inverter di alimentazione aumentando l'affidabilità in situazioni di emergenza. Di contro questa soluzione può dar luogo a bruschi transitori lato carico durante l'inserzione e da un punto di vista energetico non risulta ben sfruttato all'interno dell'impianto ibrido: infatti un collegamento al bus Dc, al costo di inserire un raddrizzatore, rende possibile l'utilizzo del diesel al fine di caricare la batteria nei momenti di scarso approvvigionamento da fonti rinnovabili (ad esempio di notte e senza vento), limitandone in generale il numero di avviamenti e permettendogli di lavorare sempre alla velocità di massimo rendimento al variare del carico richiesto, cosa non possibile con un collegamento diretto alla linea carichi; in tal caso infatti il generatore diesel deve sopperire istantaneamente alla richiesta di

carico mantenendo la linea a tensione e frequenza idonei, lavorando a potenza variabile e velocità costante.

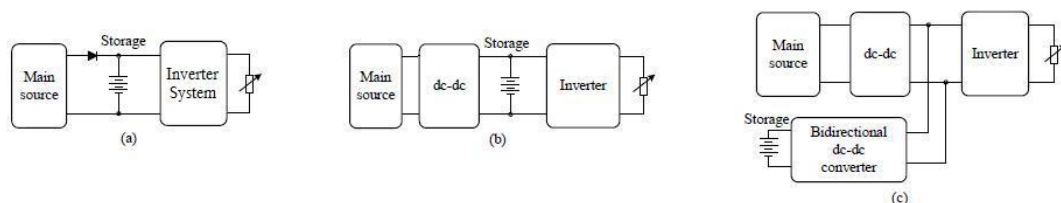
Viste le linee guida presentate nell'introduzione, il gruppo Diesel sarà utilizzato come backup mediante un interruttore interbloccato. Tale scelta infatti risulta la più economica e, vista la natura essenziale del carico, i transitori di inserzione possono essere facilmente tollerati.

1.4.2. Posizione sistema di accumulo

La scelta della posizione del sistema di accumulo dipende principalmente da due fattori:

- Livello di tensione del bus
- Livello di controllo desiderato sulla batteria

In figura sono mostrate le possibili configurazioni, in (a) la batteria è collegata direttamente alla sorgente primaria, in (b) è collegata direttamente in parallelo al bus Dc, in (c) è collegata al bus Dc mediante un convertitore bidirezionale:



-Batteria collegata direttamente alla sorgente

Una possibile configurazione è quella che vede la batteria collegata direttamente in parallelo alla sorgente, la configurazione mostrata in figura è molto generale e può presentare diverse varianti.

La tensione di lavoro della sorgente primaria determina il livello di tensione del Bus che viene sostenuto dagli accumulatori, in conseguenza a tale livello si possono distinguere varie sotto topologie di sistema che possono prevedere o meno collegamenti in serie delle batterie (o l'uso di batterie con elevata tensione nominale, tipicamente 120V/240V), o che necessitano di adeguate tipologie di inverter al fine di generare il livello di tensione di uscita necessaria con un livello di bus ridotto in ingresso [18].

Questa soluzione non permette di avere un controllo diretto sulla corrente erogata dalla sorgente rendendo perciò impossibile un controllo di tipo Mppt. La corrente erogata dalla sorgente infatti dipenderà dallo stato di carica della batteria e conseguentemente dall'evoluzione del carico portando il sistema a lavorare su punti di lavoro in generale non ottimali sia dal punto di vista della generazione che della ricarica della batteria che non può essere controllata. In oltre proprio a causa dell'assenza di un controllo sulla tensione di bus, questa può subire variazioni anche significative, specialmente nei momenti in cui l'inverter richiede molta potenza.

In generale, se la tensione di bus è tale da non dover introdurre particolari tipologie di inverter, questa configurazione risulta la più semplice ed economica.

-Batteria collegata direttamente al bus Dc

Un'altra soluzione prevede un collegamento delle batterie direttamente in parallelo al Bus Dc.

La presenza di un convertitore tra la sorgente principale e gli accumulatori permette di avere un controllo diretto sulla corrente erogata dalla sorgente primaria rendendo possibile un controllo di tipo mppt, disaccoppiando la sorgente primaria dall'inverter. Il convertitore in questo caso sostiene il bus mantenendo in carica la batteria che a sua volta fornisce la potenza all'inverter. In generale la corrente di carica e scarica non può essere controllata direttamente, ma quando sono presenti i presupposti la carica può essere effettuata in logica mppt attraverso un controllo tensione-corrente, andando ad estrarre la massima potenza disponibile alla sorgente e proteggendo la batteria da fenomeni di

sovraccarica. In generale effettuare la carica in logica mppt può dare luogo a problemi di controllo del convertitore, in quanto le due operazioni in alcuni casi possono entrare in conflitto [23] e può risultare difficoltoso realizzare cicli di carica più raffinati come per esempio quello a quattro fasi esposto in [24]; quindi tipicamente vengono utilizzate tecniche più semplici che garantiscono comunque una buona vita agli accumulatori, ma che non sono ottimizzati per alcune situazioni critiche (e comunque da evitare) come la ricarica da batteria totalmente scarica. Alcuni algoritmi per il controllo di carica mppt sono presentati in [22-23].

Prevedendo un collegamento delle batterie direttamente al bus, questa configurazione può richiedere l'uso di accumulatori con elevata tensione nominale o la serie di più batterie, in questo caso perciò può rendersi necessario l'utilizzo di un sistema di equalizzazione [19] che ripartisca uniformemente la tensione tra le batterie uniformandone lo stato di carica.

In letteratura [20] sono presentate alcune varianti di questa configurazione che, introducendo un ulteriore convertitore unidirezionale dc-dc, prevedono il collegamento del sistema di accumulo ad un bus intermedio con tensione minore rispetto a quello principale che alimenta l'inverter e che permette di utilizzare accumulatori in bassa tensione o la serie di poche batterie, evitando l'utilizzo di un equalizzatore di carica; questo sistema è utilizzabile in quei casi in cui è prevedibile una scarica molto spinta della batteria che porterebbe il bus a tensioni di lavoro troppo basse per l'inverter.

-Batteria interfacciata mediante un convertitore bidirezionale

Una terza configurazione prevede il collegamento del sistema di accumulo al bus Dc mediante un convertitore bidirezionale che disaccoppia la batteria dal bus.

Quando le condizioni operative della batteria sono tali da permetterlo, il convertitore unidirezionale collegato alla sorgente primaria effettua il controllo mppt.

Il convertitore bidirezionale che alimenta la batteria modifica la sua modalità operativa in base alla presenza di un surplus o di un deficit di energia tra quella

prodotta dalla sorgente primaria e quella assorbita dal carico, con l'obiettivo di gestire in maniera ottimale e in sicurezza la carica e la scarica della batteria [25].

Il ruolo assunto dai due convertitori e la relativa logica di controllo può variare in base allo stato del sistema, infatti in base alla capacità istantanea delle varie sorgenti di fornire o assorbire energia, i due convertitori devono essere coordinati in maniera opportuna [26] al fine di mantenere la tensione di bus ad un livello adeguato.

A fronte dell'introduzione di un nuovo convertitore e di una più complessa logica di controllo, questa soluzione permette di ottimizzare la tensione di lavoro della batteria gestendo al meglio le fasi di carica e scarica permettendo l'utilizzo di tecniche di ricarica più raffinate, aumentandone perciò la vita utile; inoltre permette di interfacciare batterie a bassa tensione con il Bus Dc che generalmente lavora a tensioni abbastanza elevate.

In letteratura sono presenti anche altre configurazioni che vedono il convertitore bidirezionale collegato in parallelo alla sorgente primaria anziché al bus dc [21], questa soluzione è applicabile qualora la tensione di lavoro della sorgente primaria sia sufficientemente elevata, e permette di effettuare il controllo mppt attraverso il controllo del convertitore bidirezionale.

Per il sistema sarà utilizzata la configurazione con convertitore bidirezionale, sia perché offre il miglior compromesso tra semplicità e basso costo sia in termini di investimento iniziale che di manutenzione. Infatti, come già detto, questa configurazione permette di utilizzare batterie in bassa tensione e permette la loro protezione evitandone il degrado mediante opportune tecniche di ricarica, e aumentandone quindi la vita utile.

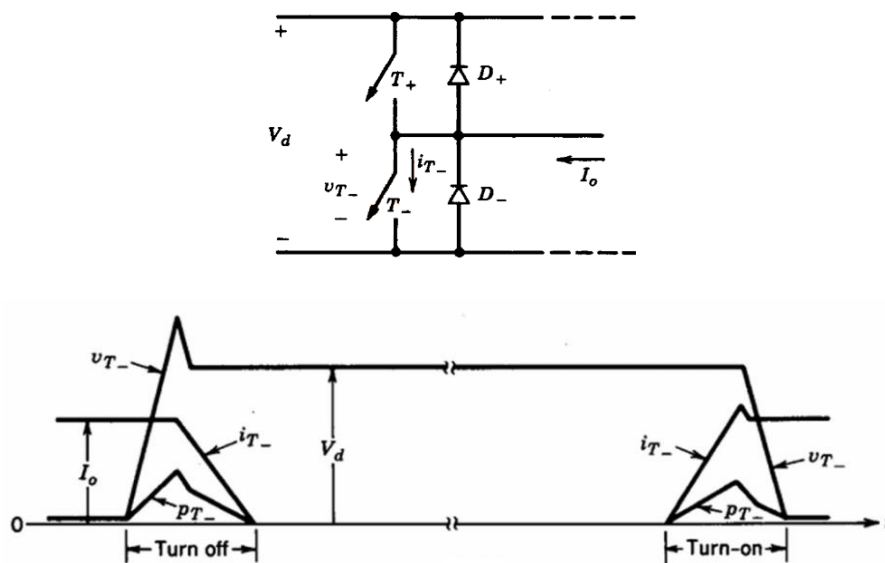
2. Convertitori Risonanti

In questo capitolo verranno descritti i principi di funzionamento, i vantaggi, gli svantaggi dei convertitori risonanti e verranno proposte alcune topologie interessanti, a basso costo e facilmente utilizzabili in un impianto di tipo off-grid. Accenniamo subito al principale vantaggio di cui gode questa particolare tipologia di convertitori: l'elevato rendimento energetico. Risulta evidente infatti che in un impianto isolato e autosufficiente la dissipazione di energia, durante le necessarie trasformazioni del vettore elettrico, può risultare deleteria oltre che per una questione di giusto principio che vuole lo spreco energetico ridotto al minimo, anche da un punto di vista dell'autonomia dell'impianto, infatti anche se in generale può sembrare una cosa superflua, aumentare il rendimento del sistema di qualche punto, in condizioni critiche può significare, ad esempio, evitare un distacco di carico.

In conformità con le linee guida proposte, alla fine di questo capitolo saranno perciò suggeriti alcuni modelli di convertitori risonanti, equivalenti e perfettamente intercambiabili con i classici PWM, caratterizzati da basso numero di componenti, semplicità costruttiva e semplicità della logica di controllo.

I convertitori statici a commutazione PWM sono oramai radicalmente diffusi grazie alle loro ottime prestazioni ed il loro costo contenuto, in questi convertitori i componenti di potenza sono comandati come interruttori interrompendo o facendo circolare la corrente durante ogni commutazione. In questa modalità di

funzionamento gli interruttori sono sottoposti a sollecitazioni elevate poichè la commutazione non è ideale, a causa degli elementi parassiti introdotti dalla giunzione del semiconduttore o ai componenti del circuito esterno. Per spiegare l'origine del fenomeno facciamo riferimento ad un ramo di un convertitore a ponte che stia alimentando un carico induttivo, supponendo che la corrente di uscita I_o sia costante nell'intervallo di commutazione e che all'inizio dell'istante in esame circoli nello switch inferiore T_- :



Applicando un segnale di apertura a T_- , la tensione sull'interruttore sale superando la tensione di ingresso con una sovraelongazione dovuta all'induttanza parassita, e la corrente scende gradualmente a zero quando D_+ conduce completamente I_o . A questo punto è applicato un segnale di chiusura a T_- , in questo caso la corrente sale oltre I_o con una sovraelongazione dovuta alla corrente di ripristino del diodo D_+ , che si estingue quando si è ripristinata la capacità di blocco di D_+ . Lo stesso ragionamento è applicabile a T_- in caso di I_o negativa. Come si osserva, durante i passaggi di stato con commutazioni hard è presente una dissipazione di potenza P_t dovuta alla presenza degli elementi parassiti dello switch. Risulta evidente che l'energia dissipata aumenta con la frequenza di commutazione e diminuisce all'aumentare della velocità dello switch.

Un altro svantaggio significativo di questo tipo di modulazione è la produzione di interferenze magnetiche (EMI) dovute all'elevata variazione nel tempo dei campi

elettromagnetici generati dalla corrente e della tensione nello switch, causata dalla brusca apertura o chiusura dello stesso. Questi inconvenienti dei convertitori a commutazione sono vengono accentuati quando si aumenta la frequenza di commutazione. Per ridurre le dimensioni e il peso dei componenti di filtro, e quindi per aumentare la densità di potenza, con conseguente riduzione del costo del peso e del volume del convertitore, occorre usare frequenze di commutazione dell'ordine di decine di megahertz. In realtà tali valori possono essere raggiunti solo superando i problemi relativi alle perdite di commutazione e alla sollecitazione degli switch.

Pertanto quando si vuole realizzare convertitori funzionanti con elevate frequenze di commutazione, i suddetti inconvenienti vengono ridotti se ogni interruttore del convertitore cambia il proprio stato nell'istante in cui la tensione ai suoi capi e/o la corrente che lo attraversa sono nulli, in questo caso si parla di "Soft-Switching", cioè commutazione morbida, altrimenti di "Hard-switching" quando le precedenti condizioni non sono verificate. In generale questo tipo di commutazione è raggiunta mediante l'utilizzo di circuiti risonanti, per cui i convertitori Soft Switching sono comunemente classificati come "Convertitori Risonanti".

Lo studio dei convertitori Soft-Switching è cominciato in maniera massiccia alla fine degli anni ottanta, grazie agli studi di Herze, Martin e Parsley [60] del 1988 e da qui si è sviluppato enormemente nei successivi decenni, portando i ricercatori a sviluppare e proporre innumerevoli topologie di convertitori e altrettante strategie atte al raggiungimento della commutazione a tensione e/o corrente nulla. Visto il recente sviluppo del settore, in letteratura scientifica non è stata ancora raggiunta una completa unificazione nella terminologia, il che rende abbastanza complesso avere un'immediata visione di insieme del panorama Soft-Switching, di seguito sarà comunque presentata una panoramica sullo stato dell'arte di questo settore, basandosi sulla terminologia usata più comunemente in letteratura.

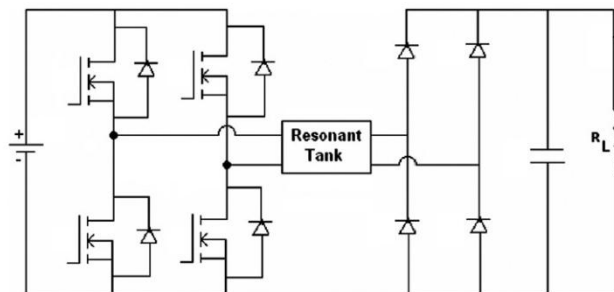
In generale i convertitori risonanti possono essere divisi in tre macro gruppi [59]:

- Convertitori risonanti lato carico (*Load-Resonant*)
- Convertitori con risonanza lato Dc (*Resonant Dc-Link*)
- Convertitori con risonanza sull'interruttore (*Resonant-Switch*)

Dei primi due gruppi sarà data solo una descrizione generale e sommaria del principio di funzionamento, mentre maggior attenzione sarà riservata al terzo gruppo, poiché a differenza degli altri due presenta alcuni grossi vantaggi utili al lavoro proposto.

Convertitori risonanti lato carico

Questi convertitori comprendono un circuito risonante LC sulla porta di uscita, la tensione e la corrente oscillanti sono applicate al carico e gli interruttori del convertitore possono commutare negli istanti in cui corrente e/o tensione si annullano. Se il circuito risonante di uscita è di tipo serie allora si parla di “Series-Loaded Resonant” SLR, in questo caso il carico si trova in serie al circuito risonante; invece se è di tipo parallelo si parla di “Parallel-Loaded Resonant” PLR e in questo caso il carico è in parallelo al condensatore del circuito LC, altrimenti si parla di convertitori risonanti ibridi “Series-Parallel-Load Resonant” LLC.



In questi convertitori il flusso di potenza verso il carico è gestito variando la frequenza di commutazione degli switch rispetto alla frequenza di risonanza del circuito. In base al rapporto tra la frequenza di commutazione e quella di risonanza cambia pure il tipo di commutazione (tensione o corrente nulla). Generalmente quando la frequenza di commutazione è inferiore a quella di risonanza gli switch sono commutati a zero corrente eliminando le perdite di apertura, mentre se la frequenza è superiore a quella di risonanza si hanno commutazioni a zero tensione eliminando le perdite di chiusura. Questi circuiti, a causa della continua risonanza

del circuito, presentano una elevata energia in circolazione rispetto a quella trasferita effettivamente al carico, questo ha come effetto un elevato livello di sollecitazioni in termini di tensione e corrente di picco a cui sono sottoposti i componenti attivi e passivi del circuito, e rende necessario un buon sistema di controllo per gestire le fasi transitorie.

L'inconveniente principale di questo tipo di convertitori è il sistema di controllo della potenza di uscita a frequenza variabile, questa caratteristica infatti rende difficoltosa la realizzazione di filtri passivi efficienti in grado di ridurre le oscillazioni di corrente e tensione sul carico; inoltre nel caso in cui si utilizzi questo tipo di convertitore come inverter, ad esempio in caso di generazione distribuita o collegato in parallelo con altri inverter su un bus in alternata, la sincronizzazione delle frequenze tra i vari convertitori o alla frequenza di rete risulta quasi impossibile. Per ovviare a questo inconveniente tipicamente viene fatto ricorso alla tecnica di "Phase Shifting" già illustrata nel paragrafo relativo ai convertitori multi-port regolando la potenza in uscita a frequenza costante.

Solitamente i convertitori risonanti lato carico vanno a lavorare con frequenze di commutazione inferiori a quella di risonanza del circuito, questo come già accennato porta alla commutazione a zero corrente, permettendo perciò il diretto utilizzo di SCR con i vantaggi di costo e di incremento della potenza che ne conseguono.

La topologia SLR prevedendo il circuito risonante in serie al carico presenta difficoltà a lavorare a basso carico, la regolazione necessita di un ampio range di frequenza e non è possibile regolare il convertitore a vuoto. Presenta però una sorta di auto protezione in caso di cortocircuito. Un altro svantaggio degli SLR è l'elevato ripple di corrente sul filtro di uscita che indicativamente si aggira attorno al 50% della corrente media del carico, questo rende inadatto questo tipo di convertitore in applicazioni con elevata corrente.

Grazie al collegamento in parallelo tra il carico ed il circuito risonante, la topologia PLR può essere regolata anche a carico nullo; in questo caso però si ha comunque una elevata circolazione di energia interna praticamente costante con la potenza erogata, il che porta ad un drastico abbattimento del rendimento a basso carico. Nei PLR la presenza del circuito risonante parallelo limita molto il ripple di

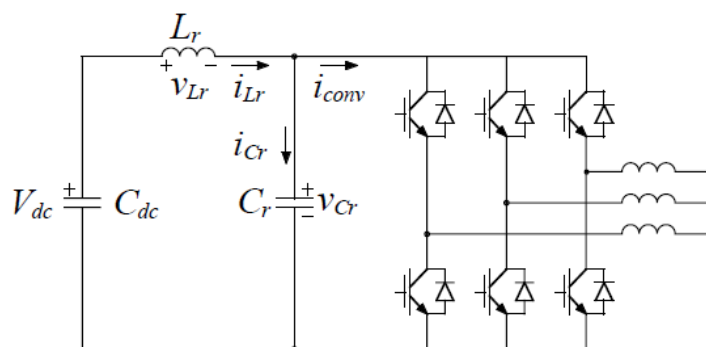
corrente di uscita dal filtro, il che rende questo tipo di convertitore adatto per applicazioni ad alta corrente.

Per quanto riguarda la topologia LLC, questa combina le caratteristiche dei due illustrati precedentemente, come la possibilità di regolare a carico nullo ed il basso ripple di corrente sul filtro di uscita, il che rende questo convertitore adatto per ogni tipo di applicazione.

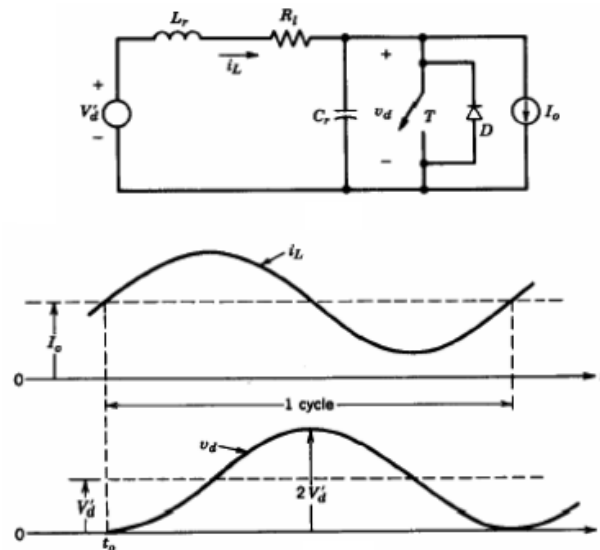
I convertitori risonanti lato carico sono molto sensibili alle variazioni della tensione di ingresso.

Convertitori risonanti lato Dc

Introdotti nel 1986 [61], in questi convertitori il circuito risonante fa sì che sia la tensione di ingresso ad oscillare. La presenza del circuito risonante all'ingresso del convertitore è vantaggiosa specialmente in caso di convertitori poli-fase poiché evita di realizzare un circuito risonante per ogni fase. Il circuito base è rappresentato in figura [62]:



La logica di funzionamento vuole che la configurazione del convertitore venga cambiata quando la tensione di ingresso (quella ai capi di C_r) si annulla a seguito della risonanza, realizzando così l'apertura e chiusura a tensione nulla degli switch. Per meglio descrivere il funzionamento facciamo riferimento ad un circuito semplificato:



Supponiamo che inizialmente l'interruttore sia chiuso, la differenza tra I_{Lr} e I_o circola nel gruppo interruttore-diodo. La corrente nell'induttanza sta crescendo fino a raggiungere il valore massimo pari alla corrente di carico all'istante t_0 ; in questo istante la corrente circolante nel gruppo diodo-interruttore è nulla come la V_{Cr} , e lo switch può essere aperto senza perdite. A questo punto la corrente dell'induttore comincia a scendere ed il diodo comincia a condurre differenza tra I_{Lr} e I_o . L'interruttore può essere chiuso nuovamente a corrente e tensione nulla dopo un periodo di risonanza dall'istante t_0 .

Lo svantaggio principale di questo tipo di convertitore è quello di non poter essere in generale controllato a frequenza costante, visto che gli istanti di commutazione sono dettati dall'evoluzione dei parametri del circuito risonante il controllo PWM è effettuabile introducendo degli switch ausiliari. Inoltre come per i risonanti lato carico i componenti risultano essere molto stressati in conduzione a causa dell'elevata energia circolante.

Convertitori risonanti sull'interruttore

Storicamente prima che fossero disponibili interruttori in grado di sopportare tensioni e correnti di valori apprezzabili, i convertitori a commutazione erano costruiti utilizzando gli SCR, con topologie e tecniche di controllo molto simili ai PWM. Ogni SCR richiedeva un circuito di spegnimento composto da un circuito

risonante e degli switch ausiliari che forzavano a zero la corrente permettendone l'apertura, ma a causa della loro complessità e delle elevate perdite nei circuiti di commutazione, questa tecnica fu abbandonata in favore di altri componenti di potenza che con gli anni si erano sviluppati.

Questa logica è però stata recuperata con lo scopo di far commutare anche gli altri componenti in condizione di zero tensione (*ZVS, zero-voltage-switching*) e/o zero corrente (*ZCS, zero-current-switching*) mediante un semplice circuito LC per agire sulla forma d'onda della tensione e della corrente dell'interruttore. Questa tecnica ha anche permesso di ridurre drasticamente l'effetto degli elementi parassiti, come la capacità di ingresso degli switch e le induttanze parassite del circuito che in alcuni casi vengono incorporati, se non addirittura utilizzati direttamente, per realizzare il circuito risonante.

I convertitori Resonant-Switch sono caratterizzati dal fatto che, a differenza delle due tipologie precedenti, il fenomeno della risonanza non avviene permanentemente, ma si innesca e si estingue (in maniera naturale o forzata) unicamente per effettuare la commutazione, con la conseguente riduzione dell'energia circolante e dello stress sui componenti, sia in termini di tensione che corrente.

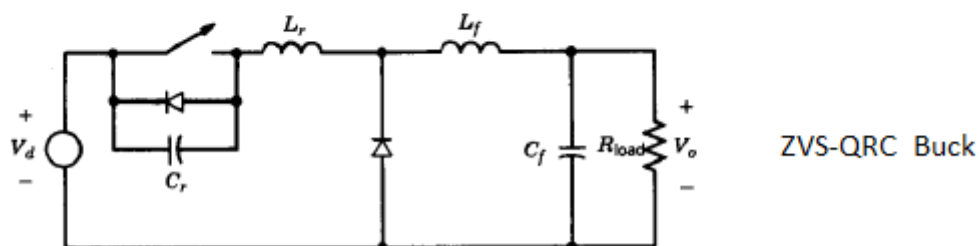
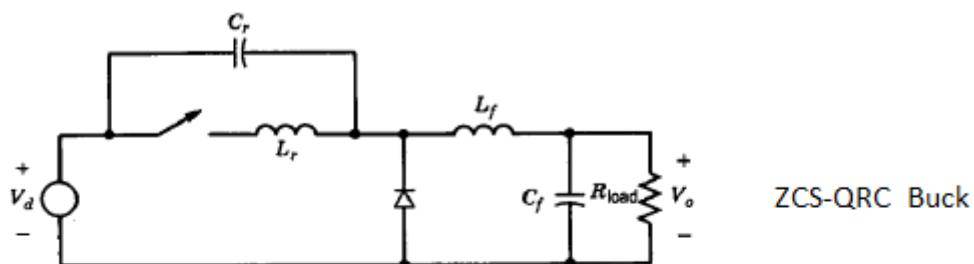
Il vantaggio di questo tipo di convertitori è che molto spesso sono controllabili in PWM.

Questa categoria di convertitori è sicuramente quella più vasta in termini di topologie presentate in letteratura scientifica, e visto il recente sviluppo la nomenclatura non è ancora ben definita, sarà fatta perciò una panoramica delle varie tipologie basandosi sulla terminologia più comunemente utilizzata.

2.1. Convertitori Resonant-Switch

2.1.1. Quasi-Resonant Converters (QRC)

Nei convertitori QRC il circuito risonante è posizionato a ridosso dell'interruttore, per cui la cella di commutazione può essere vista come l'insieme di: switch, diodo in anti parallelo e circuito LC e prende il nome di "Cella Risonante". In base al tipo di collegamento del circuito risonante, e quindi in base al tipo di cella di commutazione usata, questi convertitori sono in grado di effettuare commutazioni a tensione nulla (ZVS-QRC) o a corrente nulla (ZCS-QRC).

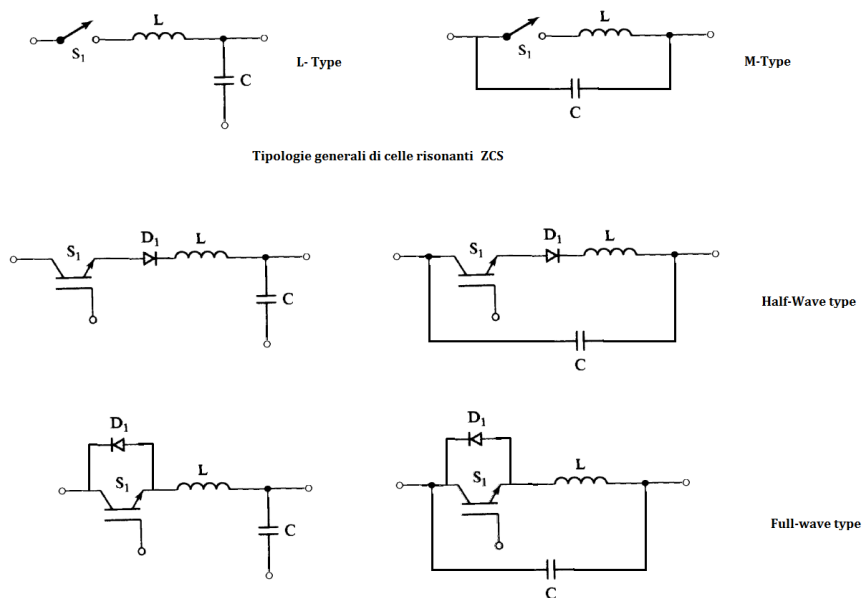


Il principale vantaggio di questo tipo di convertitori è che possono essere ottenuti dai convenzionali PWM semplicemente sostituendo gli interruttori con le celle risonanti. La famiglia dei convertitori QRC può essere vista come una forma ibrida tra i convenzionali convertitori PWM e i convertitori risonanti puri come quelli precedenti, non solo per la topologia molto simile ai PWM, ma anche perché i componenti induttivi e capacitivi risonanti, oltre che a modellare la forma d'onda

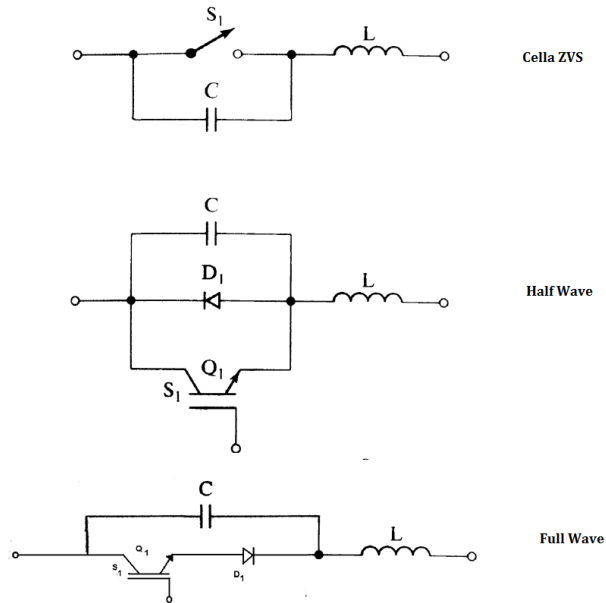
sull'interruttore, immagazzinano e rilasciano energia dall'ingresso verso il carico come nei convertitori convenzionali.

Di seguito sono riportate [63] le tipiche celle risonanti usate nei convertitori ZCS. Si può osservare che esistono due tipi di celle base: *L-type* e *M-Type*, queste a loro volta si dividono in *Half-Wave type* e *Full-Wave Type*.

Si può osservare che in entrambe le tipologie di celle base l'induttanza di risonanza è posta in serie allo switch poiché questo andrà a commutare nell'istante in cui la corrente in essa si annullerà, e in quel caso anche la derivata della corrente sarà limitata.



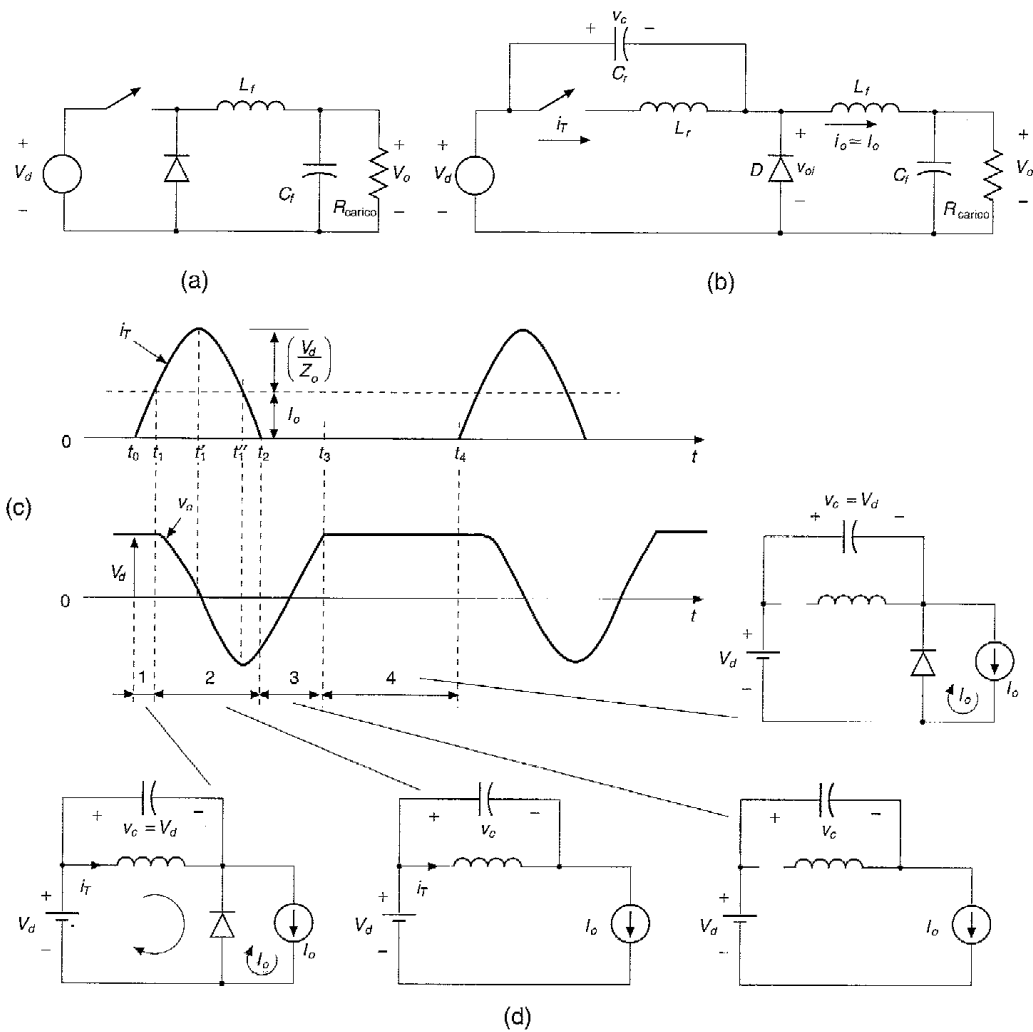
I dispositivi reali non si spengono esattamente a corrente nulla a causa del loro tempo di ripristino, come risultato una quantità di energia può rimanere immagazzinata nell'induttore L che nel caso di cella M-Type portano a transitori di tensione ai capi dello switch. Quindi tipicamente è preferita la configurazione L-type. La cella risonante per i convertitori ZVS è mostrata in figura, si nota che il condensatore di risonanza è posto in parallelo allo switch poiché questo andrà a commutare nell'istante in cui la tensione sul condensatore si annullerà:



La differenza tra le tipologie Half-wave e Full-wave sta nella bidirezionalità in della cella, nel caso ZCS l'Half-Wave è ottenuto mediante switch unidirezionali, mentre il Full-Wave con switch bidirezionali, mentre per la dualità del funzionamento le situazioni sono invertite nel caso ZVS.

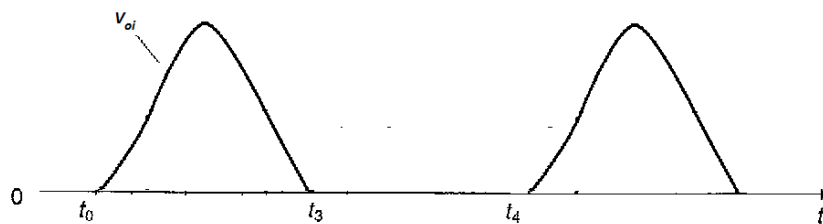
La configurazione Full-Wave presenta un rapporto di conversione praticamente insensibile alle variazioni di carico ma di contro presenta una maggiore quantità di energia circolante a parità di potenza trasmessa al carico, viceversa per la controparte Half-Wave.

A titolo di esempio andiamo ad analizzare il principio di funzionamento del convertitore buck ZCS con cella di tipo M-Type mostrato nella figura successiva, in (a) è mostrato il circuito classico, mentre in (b) l'equivalente QRC-ZCS, si può notare che è ottenuto dal primo semplicemente sostituendo lo switch con la cella risonante di tipo M. In (c) sono mostrati gli andamenti della corrente nello switch e la tensione sul condensatore risonante, mentre in (d) le varie fasi che compongono un ciclo di commutazione.



Supponendo che l'induttanza di filtro sia abbastanza grande rispetto al periodo di risonanza, possiamo considerare costante la corrente di carico e pari a I_o e la parte di circuito a destra del diodo sarà considerata come un generatore di corrente. Prima della chiusura dello switch, I_o circola nel diodo D e la tensione su V_c è uguale alla tensione di ingresso. All'istante t_0 lo switch viene chiuso con corrente zero. Fino a quando i_T è inferiore a I_o D continua a condurre la differenza tra le due e V_c rimane a V_d , in queste condizioni i_T cresce linearmente fino a raggiungere I_o all'istante t_1 mandando in interdizione D . La commutazione del diodo porta a formare il circuito risonante parallelo $L_r - C_r$ che comincia ad evolvere con le condizioni iniziali esposte sopra.

All'istante t_1 i_T raggiunge il valore massimo e V_c si annulla, all'istante t_2 i_T si annulla a sua volta ma non può cambiare di segno, dopo questo istante lo switch può essere aperto, I_o inizia a circolare in C_r e V_c inizia ad aumentare linearmente raggiungendo V_d a t_3 istante in cui D entra di nuovo in conduzione mantenendo $V_c=V_d$. A t_4 lo switch può essere chiuso a corrente nulla iniziando un nuovo ciclo. Dalle forme d'onda (c) si osserva che la tensione diretta sull'interruttore è limitata a V_d , mentre la corrente raggiunge un picco molto superiore alla corrente di carico.



La tensione di uscita è data dalla tensione ai capi del diodo $V_{oi}=V_d-V_c$, controllando il tempo t_3-t_4 si regola il valor medio di V_{oi} e quindi la potenza fornita al carico.

Risulta evidente che se $I_o > \frac{V_d}{Z_0}$ (dove $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ è l'impedenza caratteristica del circuito risonante) la corrente I_T non ritorna mai a zero spontaneamente e l'interruttore deve essere forzato ad aprirsi con perdite.

La regolazione di questi convertitori, a fronte di una variazione della tensione di ingresso o del carico, richiede in generale un controllo a frequenza variabile; è però possibile effettuare un controllo in PWM mediante alcune modifiche circuitali come quelle presentate in [64-65-66]

Uno svantaggio dei QRC è l'elevato stress in termini di corrente di conduzione e di tensione diretta sull'interruttore che, a parità di potenza del convertitore, porta ad un sovra dimensionamento degli switch rispetto all'equivalente PWM.

Il vantaggio principale dei convertitori QRC risiede nel fatto che la risonanza non avviene permanentemente, questa caratteristica porta ad una forte limitazione dell'energia circolante e dello stress sugli switch, tale vantaggio è accentuato nel

caso di celle di tipo Half-Wave. Nella versione “isolata”, che prevede l’inserimento di un trasformatore in alta frequenza fra lo stadio di ingresso e quello di uscita, può essere utilizzata l’induttanza di dispersione come elemento di risonanza.

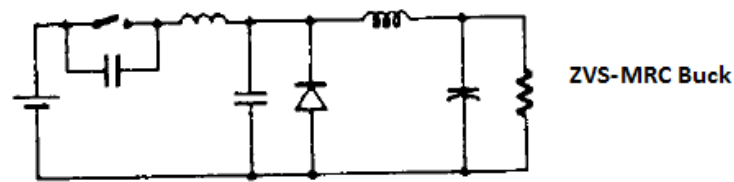
Il principale svantaggio di questi convertitori si trova negli ZCS, ed è dovuto alla scarsa capacità di limitare le perdite di chiusura degli switch, infatti l’effetto della capacità parassita non viene eliminato: quando l’interruttore si chiude con tensione non nulla, l’energia accumulata nelle capacità interne si dissipa sullo switch; questo porta a dover limitare la frequenza di commutazione massima (circa 2MHz), che comunque rimane superiore di un paio di ordini di grandezza rispetto ai PWM. L’uso dei ZCS-QRC è quindi più indicato per bassi livelli di tensione di ingresso. Gli ZVS-QRC non soffrono del problema sopra esposto, poiché commutano a tensione nulla, e perciò possono lavorare a frequenze superiori (10MHz) e sono da preferirsi rispetto agli ZCS.

Per gli ZCS esiste un valore massimo di carico, funzione dei parametri del circuito risonante, oltre il quale possibile effettuare il soft –Switching; per dualità, gli ZVS presentano un valore minimo di carico (che a parità di parametri, coincide con il valore degli ZCS) che verifica le condizioni di soft-switching.

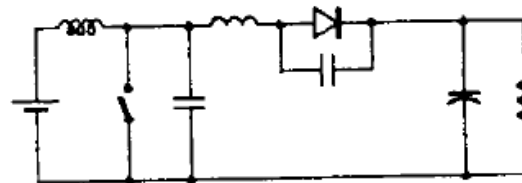
Quindi i QRC sono da preferirsi in situazioni in cui il carico sia noto e poco variabile dal valore di riferimento.

2.1.2. Multi-Resonant Converters (MRC)

I convertitori multi risonanti sono stati introdotti per ovviare alle limitazioni dei QRC [71]. In questa famiglia di convertitori sono utilizzate delle reti di componenti reattivi con lo scopo di inglobare gli elementi parassiti dei componenti (capacità di giunzione, induttanze parassite dei trasformatori AF, ecc..) e sfruttarli per effettuare il soft-switching. Questo permette agli MRC di operare in alta frequenza effettuando chiusure a zero tensione ed aperture a zero corrente dei componenti di potenza, sia a di quelli comandabili che dei diodi. Come per i QRC anche gli MRC in configurazione base richiedono un controllo a frequenza variabile, ma mediante opportune modifiche sono controllabili in PWM.



ZVS-MRC Buck



ZVS-MRC Boost

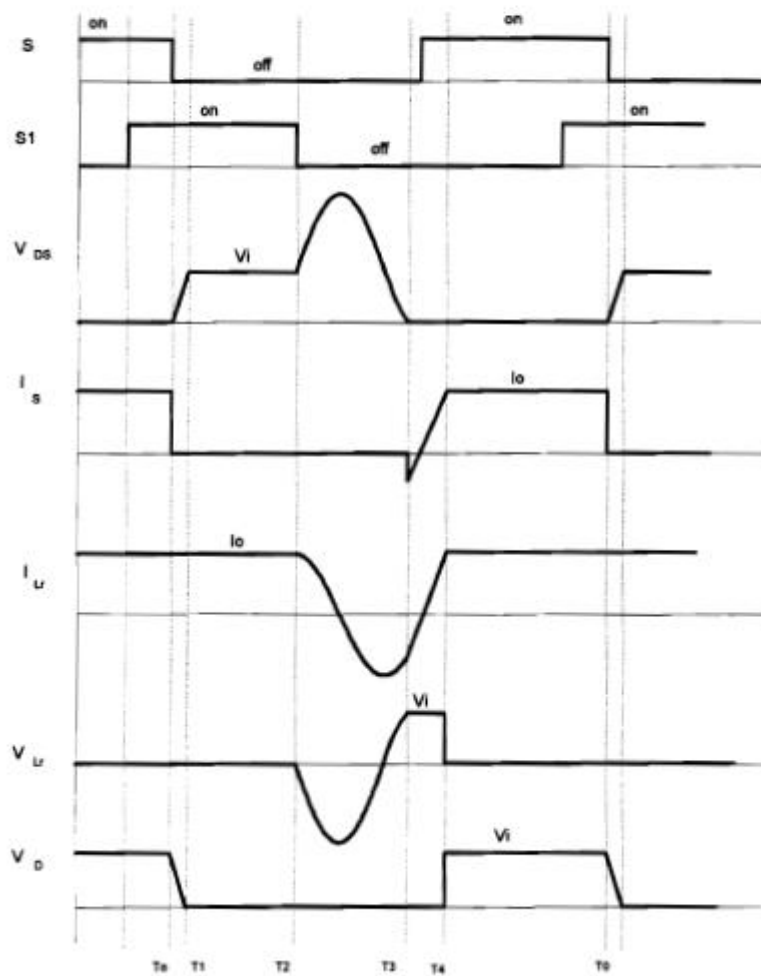
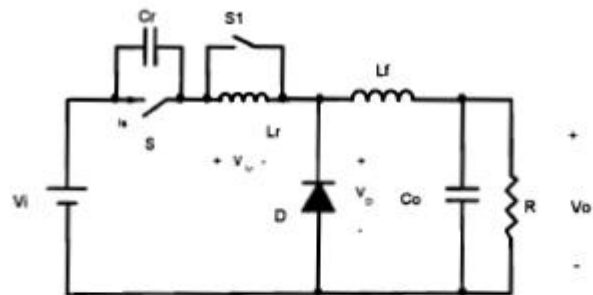
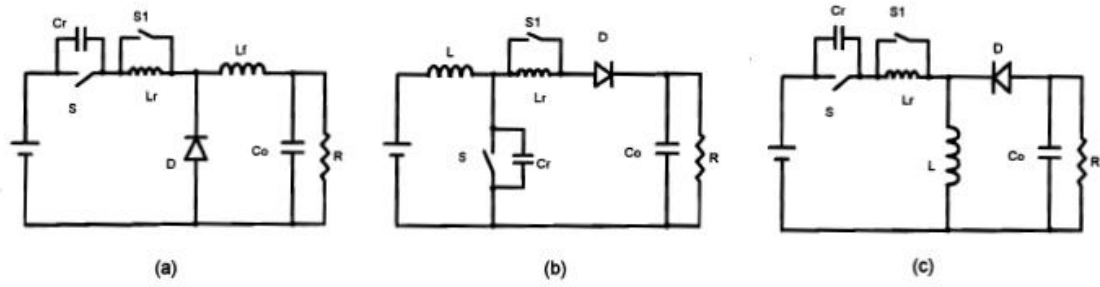
Questo tipo di convertitori può lavorare con qualsiasi livello di carico e con ampie variazioni della tensione di ingresso senza che vengano meno le condizioni per lo zero voltage switching, inoltre può lavorare a frequenze molto più elevate rispetto ai precedenti grazie alla neutralizzazione degli elementi parassiti.

Il principale svantaggio di questi convertitori è la necessità di mantenere la risonanza per una frazione abbastanza lunga del periodo di commutazione, il che comporta un'elevata energia circolante con conseguente aumento dello stress sui componenti.

I convertitori MRC sono spesso utilizzati in configurazione isolata per realizzare convertitori di tipo multi-port come quelli presentati nel capitolo sulle architetture di sistema.

2.1.3. ZVS-PWM

La famiglia di convertitori Zero-Voltage-Switching PWM sono originariamente derivati dagli ZVS-QRC aggiungendo uno switch in parallelo all'induttanza di risonanza. Nelle figure successive è mostrata la famiglia di convertitori ZVS-PWM, con: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, e le forme d'onda del circuito Buck [72]:



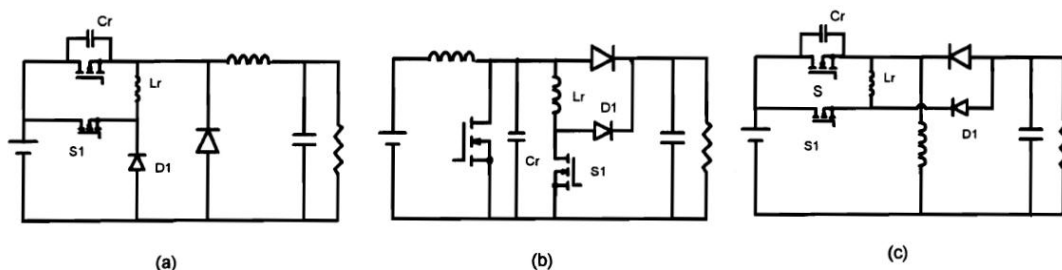
In questi convertitori il controllo a frequenza costante è ottenuto mediante l'uso di uno switch ausiliario questi convertitori combinano i vantaggi del controllo PWM con quelli del soft-switching. Lo stress in corrente è paragonabile ai convenzionali PWM ma soffrono di un elevato stress in tensione (che comunque può essere drasticamente ridotto mediante l'uso di induttanze saturabili [73]), il che relega questi convertitori ad applicazioni con tensioni di ingresso relativamente basse.

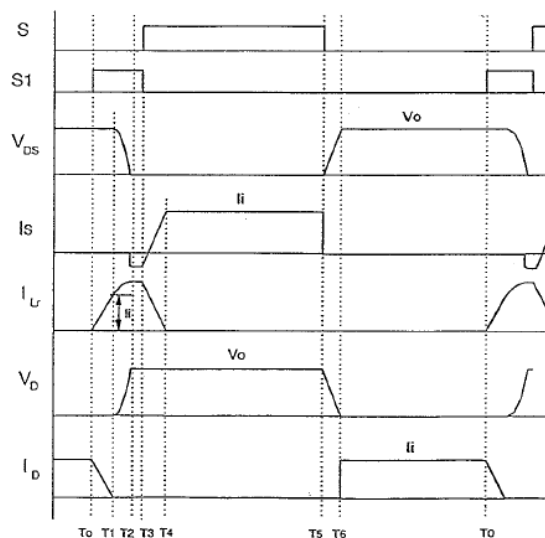
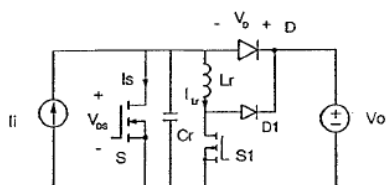
2.1.4. Zero-Voltage-Transition converters (ZVT-PWM)

I convertitori ZVT, anche detti "*Zero-voltage-switching Clamped-Voltage*" (ZVS-CV) o "*Quasi-Square-Wave Converters*" (QSW) effettuano le commutazioni a zero tensione per ogni switch, sono comandati a frequenza costante e senza incrementare lo stress di tensione e di corrente rispetto agli equivalenti PWM.

Questa famiglia di convertitori è ottenuta modificando gli equivalenti PWM inserendo una rete composta da un circuito risonante, da uno o più switch ausiliari.

Nelle figure successive è mostrata la famiglia di convertitori ZVT-PWM, con: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, e le forme d'onda del circuito Boost [74]:





Il circuito ausiliario è controllato in maniera tale che la risonanza sia avviata unicamente per effettuare la commutazione, quindi i componenti del circuito ausiliario si trovano a gestire quantità di energia irrisorie rispetto a quella trasmessa al carico. In oltre questo tipo di convertitori può raggiungere i soft-switching in un ampio range di carico e di tensione in ingresso.

I convertitori risonanti in transizione hanno ottime potenzialità poiché nel panorama dei risonanti sono gli unici veramente competitivi con gli analoghi hard-switching. Oltre ai maggiori rendimenti per la loro stessa natura sono molto veloci nella risposta e si prestano molto bene alle regolazioni più spinte.

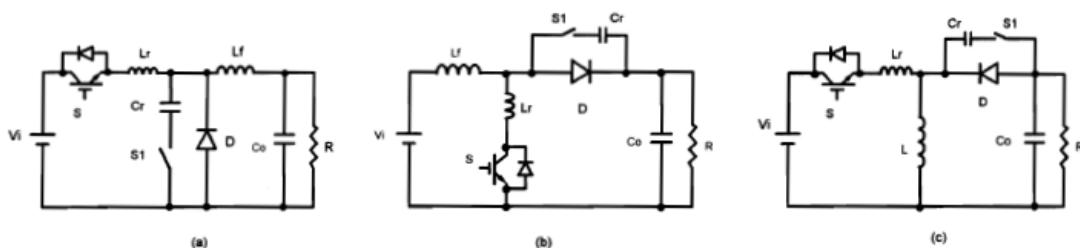
In letteratura sono state proposte molte varianti, tra cui quelli presentati in [68][69][70] sono bidirezionali, mentre topologie unidirezionali sono presentate in [75][76][77].

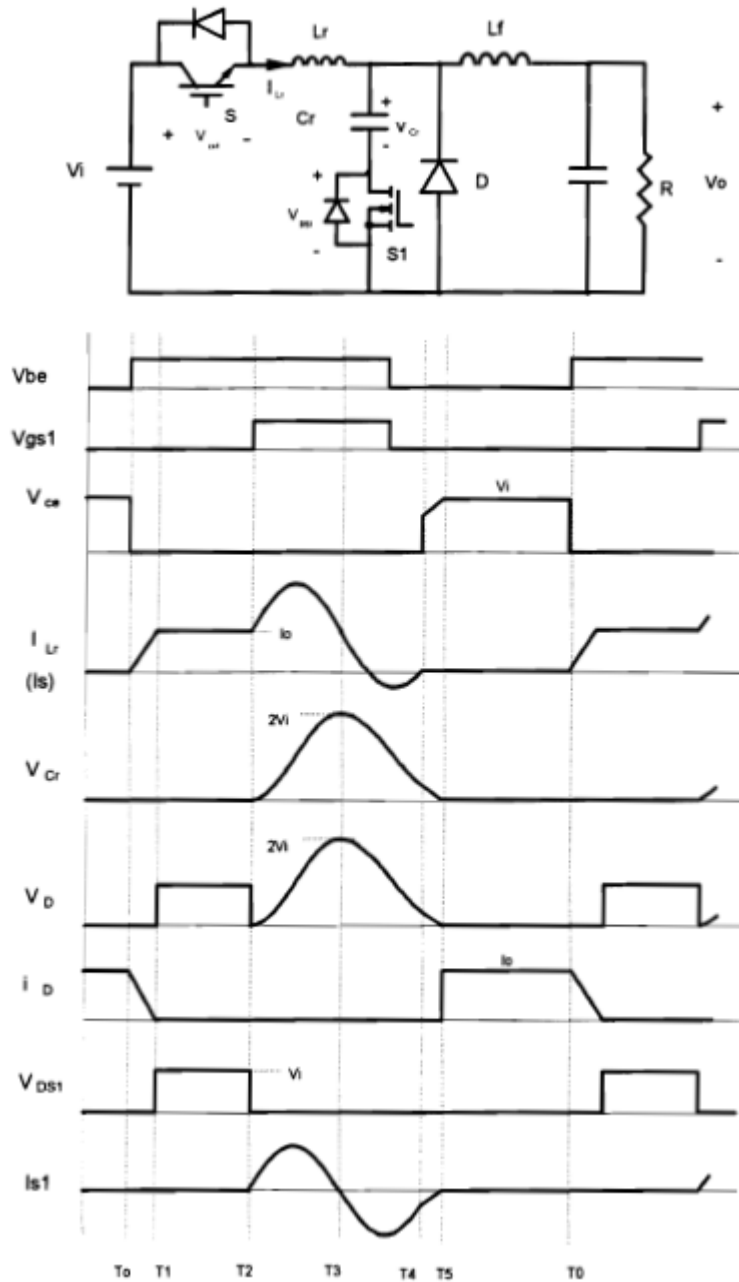
2.1.5. ZCS-PWM e ZCT-PWM

I convertitori ZCS-PWM e ZCT-PWM sono duali rispetto agli ZVS-PWM e ZVT-PWM.

Gli ZCS-PWM effettuano l'apertura a corrente nulla per entrambi gli switch comandabili, e a zero tensione per i diodi. Lo stress di tensione sui componenti comandabili è lo stesso dei PWM, mentre per i diodi è pari al doppio rispetto ai PWM e agli ZVS-PWM; quello in corrente è invece molto più elevato rispetto ai convenzionali. Lo ZCS-PWM non prevede l'assorbimento della capacità di giunzione mediante un condensatore di risonanza, questo fa sì che in fase di chiusura si realizzi una risonanza indesiderata fra la capacità parassita e l'induttanza di risonanza, le cui oscillazioni devono essere smorzate mediante un circuito di snubber dissipativo. Un altro svantaggio di questi convertitori è la forte dipendenza delle condizioni di ZCS con il carico e la tensione di ingresso.

Nelle figure successive è mostrata la famiglia di convertitori ZCS-PWM, con: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, e le forme d'onda del circuito Buck [78]:

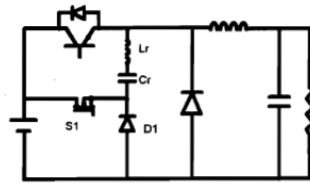




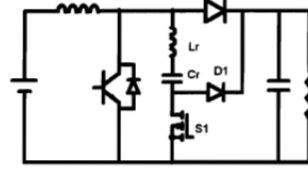
Gli ZCT-PWM effettuano anchessi l'apertura a zero corrente ma senza aumentare lo stress in tensione sul diodo, infatti rispetto agli ZCS questi presentano un livello di energia circolante molto minore. Inoltre, le condizioni di ZCS non vengono meno in un ampio range di carico e tensione di ingresso.

Di contro gli ZCT non assorbendo l'induttanza parassita di eventuali trasformatori di isolamento, questa deve avere valori molto piccoli.

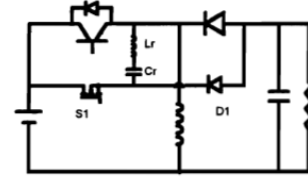
Nelle figure successive è mostrata la famiglia di convertitori ZCT-PWM, con: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, e le forme d'onda del circuito Boost [78]:



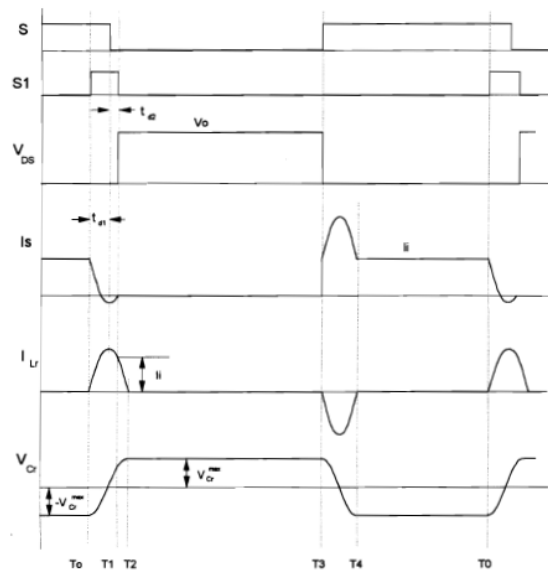
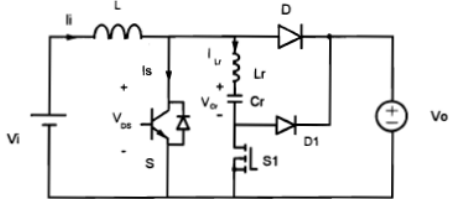
(a)



(b)



(c)



2.2. Selezione e analisi dei convertitori

Saranno ora proposti alcuni convertitori soft-switching adatti al tipo di sistema in esame e che verifichino i criteri generali, è infatti previsto che i convertitori statici non siano degli standard commerciali, ma verranno assemblati direttamente in laboratorio in modo che in caso di guasto siano facilmente riparabili a basso costo, sostituendo l'elemento danneggiato. Saranno quindi scelti i convertitori con minor numero di componenti e con logiche di controllo semplici da implementate anche analogicamente. Vista la grande varietà in termini di famiglie e topologie presenti in letteratura, la selezione è stata effettuata cercando di rispettare linee guida coerenti con l'orientamento complessivo del progetto TOB, ovvero: basso costo, buona affidabilità e facilità di riparazione.

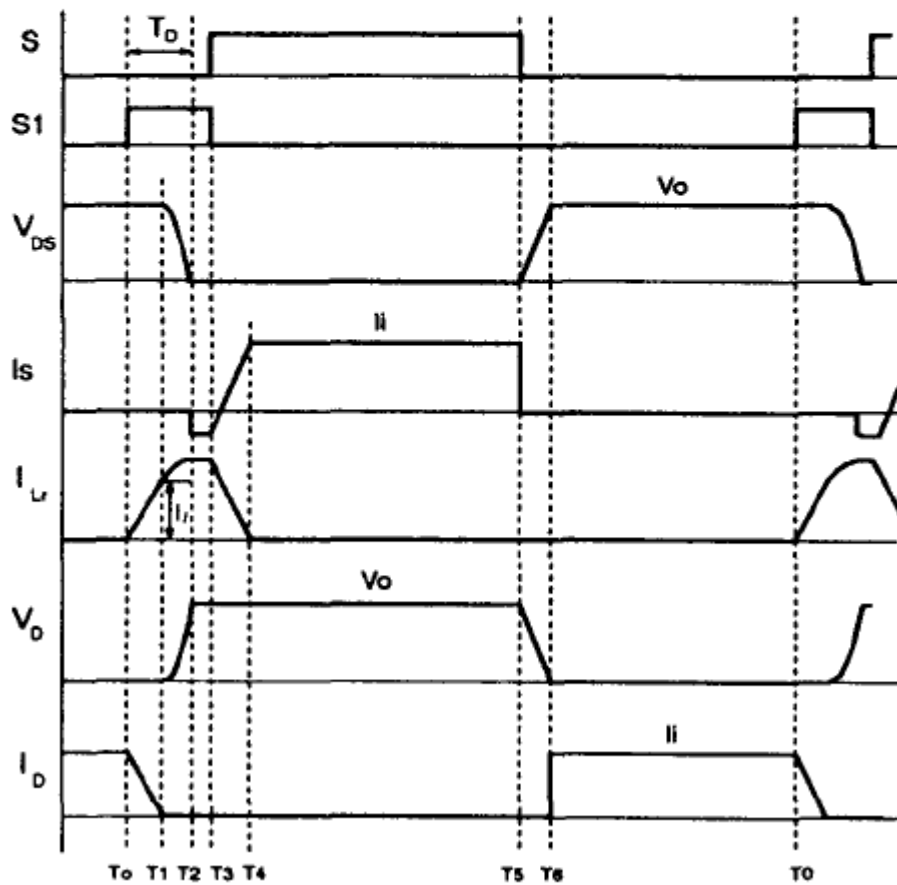
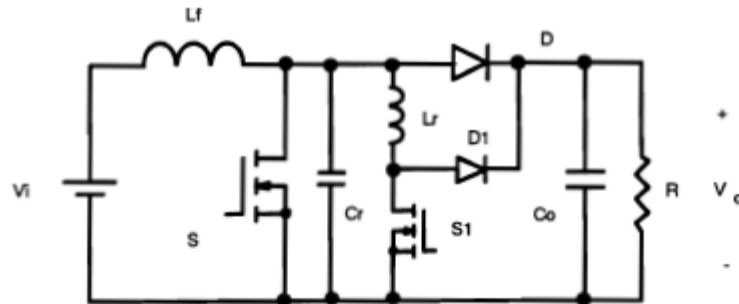
Quindi nella scelta sono stati considerati i convertitori che prevedono il minor numero di switch, un controllo in PWM ed un basso stress sui componenti. Sono stati esclusi a priori i convertitori isolati, principalmente per il loro costo più elevato e perché l'isolamento galvanico non era un requisito del sistema.

Il sistema prevederà dei Boost unidirezionali per interfacciare gli array fotovoltaici e l'aerogeneratore, che si suppone già equipaggiato con un proprio raddrizzatore trifase, un convertitore Buck-Boost per il sistema di accumulo e due inverter monofase.

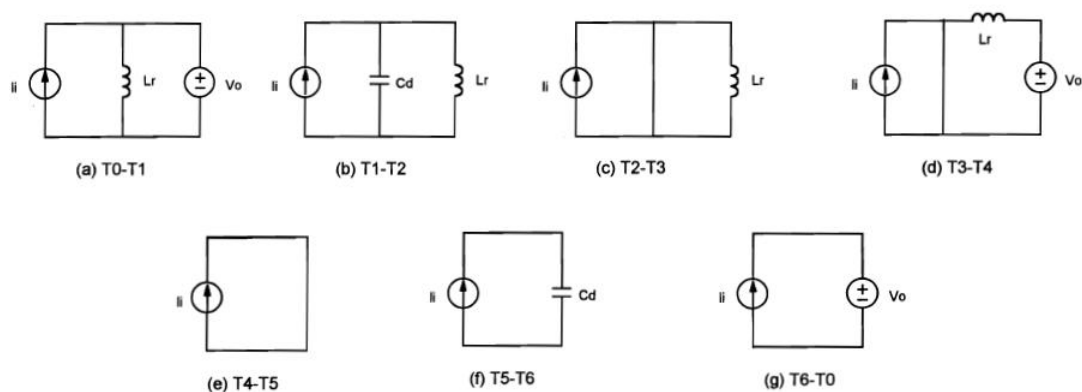
2.2.1. Boost

Come convertitore Boost è stato scelto lo ZVT-PWM presentato da Hua e Lee [74], per la sua semplicità costruttiva e robustezza. Questo Boost ha una frequenza di

commutazioni pari a 300kHz e presenta una rete risonante composta da un circuito risonante L_r e C_r , uno switch ausiliario S_1 e un diodo ausiliario D_1 .



Sarà ora analizzato il funzionamento di questo convertitore nel periodo di un ciclo di commutazione facendo riferimento ai circuiti parziali mostrati nella figura successiva:



Per l'analisi sarà supposto che:

- L'induttanza di filtro sia abbastanza grande da poter considerare la corrente di ingresso I_i costante per l'intero periodo di commutazione.
- La capacità di uscita sia abbastanza grande da poter considerare lo stadio di uscita come un generatore di tensione costante V_o .
- Componenti ideali, saranno considerati i diodi in antiparallelo normalmente presenti sui Mosfet.

Prima di t_0 :

S1 e S sono inizialmente chiusi e il diodo D sta conducendo.

t_0 - t_1 :

a t_0 S1 è chiuso, la corrente in L_r inizia a salire linearmente fino a t_1 , istante in cui raggiunge il valore della corrente di ingresso I_i , il diodo D va in interdizione. La durata di questo intervallo vale:

$$\Delta t_{0-1} = \frac{I_i L_r}{V_o}$$

t_1 - t_2 :

L'interdizione di D realizza il circuito risonante parallelo, la corrente in L_r continua quindi ad aumentare e la tensione su condensatore decresce in base alle equazioni de circuito risonante con condizioni iniziali $I_{Lr}(0) = I_i$, $V_{Cr}(0) = V_o$:

$$I_{Lr} = I_i + \frac{V_o}{Z_o} \sin(\omega_r \cdot t)$$

$$V_{Cr} = V_o \cos(\omega_r \cdot t)$$

Dove:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

A t_2 la tensione ai capi del condensatore si annulla (S è sempre aperto), I_{Lr} sale ulteriormente superando I_i , la differenza è condotta dal diodo in anti parallelo di S. Questo periodo dura esattamente un quarto del periodo risonante:

$$\Delta t_{1-2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

t_2 - t_3 :

il diodo in anti parallelo di S sta conducendo, a questo punto lo switch principale S può essere chiuso a tensione e corrente nulla. Il ruolo dello switch ausiliario S_1 è terminata e viene aperto. Da quanto esposto finora si osserva che il tempo di conduzione di S_1 determina il ritardo nell'accensione di S, questo tempo deve essere tale da far chiudere S solo dopo che la tensione ai suoi capi si sia annullata, quindi la condizione per lo ZVS si ha per:

$$T_{on S1} \geq \Delta t_{0-1} + \Delta t_{1-2}$$

$$T_{on S1} \geq \frac{I_i L_r}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

t_3 - t_4 :

A t_3 S_1 viene aperto e la tensione ai suoi capi viene mantenuta a V_o per la conduzione di D_1 , in questa fase l'energia immagazzinata nell'induttanza di risonanza viene trasferita al carico e diminuisce linearmente fino a t_4 quando si annulla.

t_4 - t_5 :

A t_4 D_1 entra in interdizione e fino a t_5 (istante di chiusura di S) la situazione rimane stazionaria.

 t_5 - t_6 :

A t_5 S viene aperto a tensione nulla, a quel punto C_r inizia a caricarsi con I_i e la sua tensione sale linearmente fino a raggiungere V_o a t_6 , istante in cui il ciclo di commutazione ricomincia.

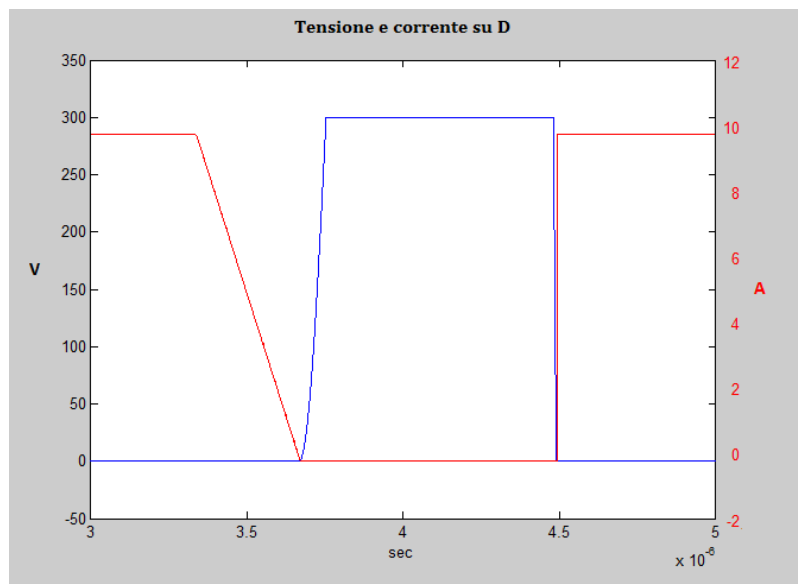
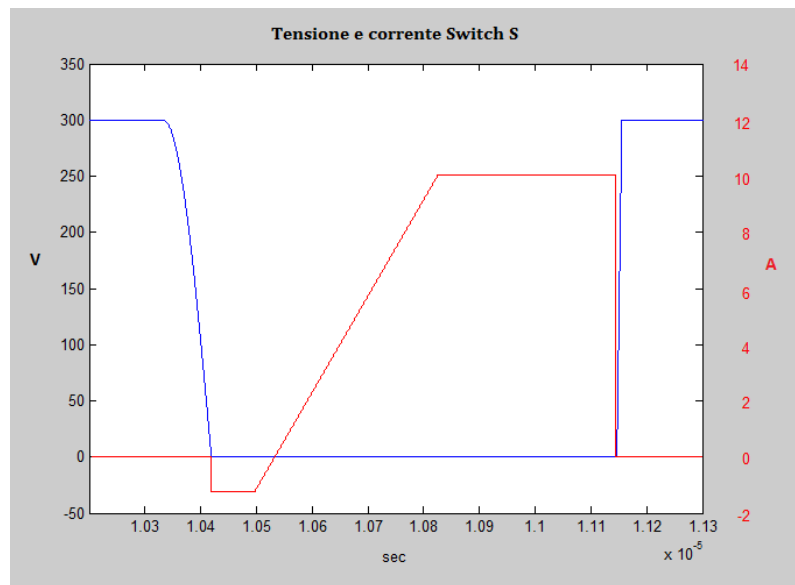
In questo convertitore viene effettuato il soft-switching sia per l'interruttore di potenza che per il diodo, il quale lavorando in ZCS vede molto attenuati gli effetti dissipativi dovuti alla corrente di ripristino.

Lo stress sui componenti è esattamente pari a quello dei PWM, cioè limitato alla tensione di uscita e alla corrente di ingresso.

L'unico svantaggio di questo convertitore è che lo switch ausiliario effettua la chiusura a tensione non nulla, comunque l'entità di tali perdite sono di molto inferiori rispetto a quelle dei PWM, poiché questo switch si trova a gestire valori efficaci di corrente molto modesti, e comunque la situazione può essere migliorata drasticamente andando ad utilizzare switch con bassa capacità di uscita.

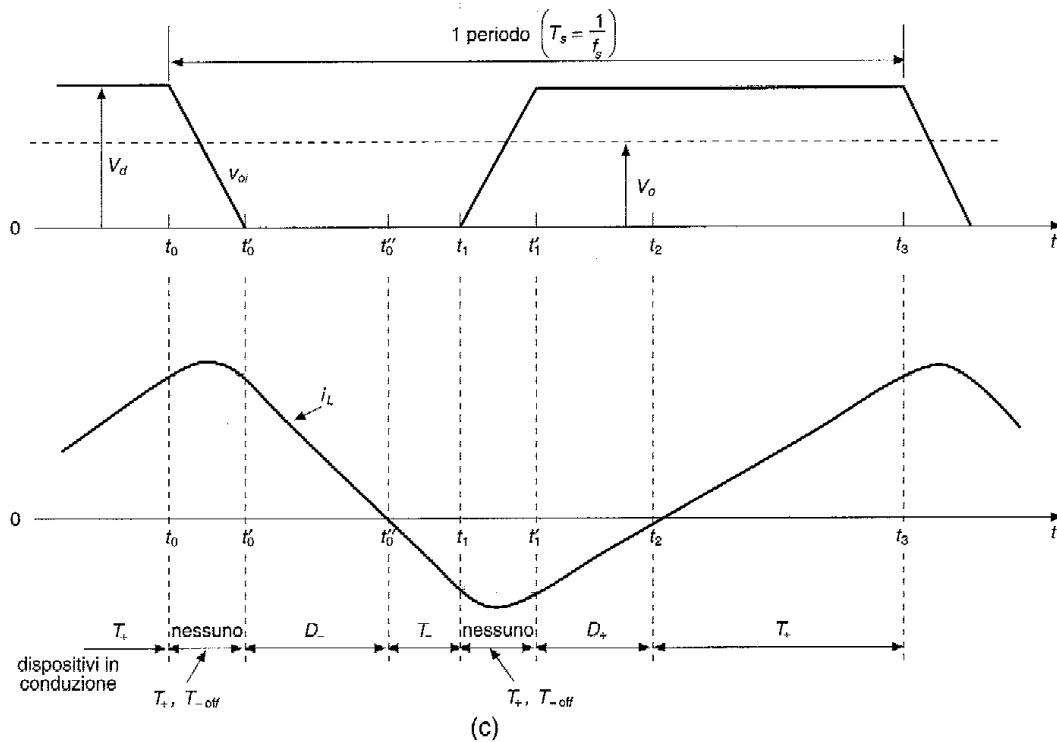
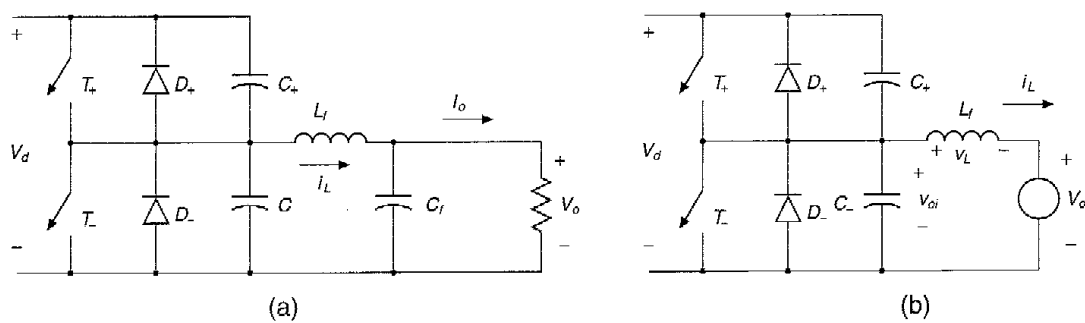
Come visto le condizioni di soft-switching sono dipendenti dalla tensione di uscita e dal valore di corrente in ingresso che vanno a determinare il valore di $T_{on S1}$. Per lo scopo proposto questo convertitore andrebbe fondamentalmente ad effettuare il controllo MPPT delle sorgenti, quindi in generale la corrente di ingresso sarà variabile e al fine del dimensionamento quindi si dovrà andare a scegliere $T_{on S1}$ basandosi sulla situazione più cautelativa in termini di corrente e di tensione di bus.

Di seguito sono mostrate le commutazioni dello switch principale e del diodo D ottenute mediante *Simulink*. Sono state considerate una tensione di uscita di 300V ed una corrente di ingresso di 10A (la V in blu e la I in rosso).



2.2.2. Buck-Boost

Per quanto riguarda il Buck/Boost necessario al sistema di accumulo si è optato per un convertitore bidirezionale di tipo ZVT presentato in [69] che lavora a 200kHz. Il funzionamento sarà descritto di seguito.



Per l'analisi sarà supposto che:

- L'induttanza lato batteria è molto più piccola rispetto alla normale topologia a commutazione, cosicché la corrente ad alta frequenza possa cambiare di segno durante ogni periodo di commutazione.
- La capacità di uscita sia abbastanza grande da poter considerare lo stadio di uscita come un generatore di tensione costante V_o .

Prima di t_0 :

inizialmente T_+ sta conducendo una corrente positiva i_L e $V_L = V_d - V_o$ è positiva.

t_0 - t'_0 :

All'istante t_0 T_+ viene aperto a tensione nulla innescando la risonanza tra C_+ e L . Grazie all'inerzia dovuta a C_+ la tensione su V_+ sale lentamente rispetto al tempo di commutazione, la tensione su C_- scende ($V_{C_+} + V_{C_-} = V_d$) raggiunge quindi lo 0 a t'_0 , e a zero rimane grazie a D_- .

t'_0 - t_1 :

Dopo t'_0 i_L scende linearmente circolando attraverso D_- essendo $V_L = -V_o$. Appena D_- comincia a condurre T_- è comandato in chiusura. All'istante t''_0 i_L cambia di segno e circola in T_- .

t_1 - t'_1 :

A t_1 T_- è aperto con tensione zero, e dopo un periodo di risonanza tra C_- e L analogo a quello avvenuto in t_0 - t'_0 , a t'_1 la corrente negativa inizia a circolare in D_+ .

t'_1 - t_2 :

A t'_1 poiché si ha $V_L = V_d - V_o$ è positiva, i_L aumenta. T_+ è comandato in chiusura con tensione nulla appena D_+ inizia a condurre e all'istante t_2 la corrente inizia a circolare attraverso T_+ .

t_2 - t_3 :

All'istante t_3 T_+ è aperto con tensione nulla e il ciclo ricomincia.

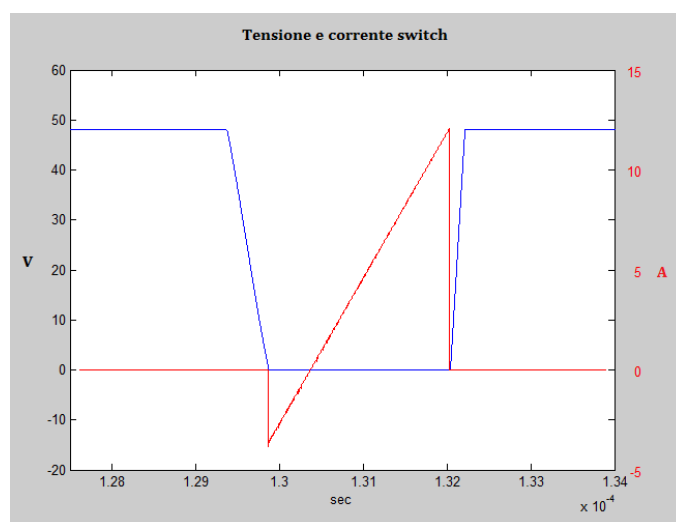
In questo circuito la tensione di uscita può essere controllata mediante PWM. Assumendo che gli intervalli di risonanza, durante i quali entrambi gli switch sono aperti, sia molto più piccolo del periodo di commutazione, la tensione di uscita è in pratica un'onda quadra con valor medio V_o .

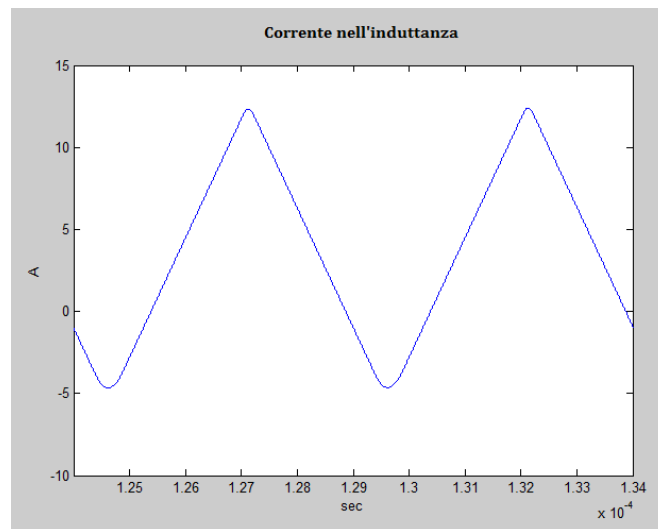
Risulta evidente che la condizione di soft-switching è determinata dal valore di L_f , infatti deve essere tale che anche con il minimo valore di tensione di ingresso e con la massima corrente di carico, la corrente nell'induttanza possa cambiare di segno ad ogni commutazione.

Il vantaggio di questo convertitore è l'elevata risposta dinamica legato al basso valore di induttanza, inoltre la tensione sugli switch è limitata alla tensione di ingresso, mentre la corrente assume picchi abbastanza elevati rispetto all'equivalente a commutazione.

L'elevato ripple di corrente lato batteria può essere facilmente filtrato mediante l'uso di un condensatore, visto che la frequenza è molto elevata.

Di seguito sono mostrate le commutazioni dello switch principale e la corrente nell'induttanza ottenute mediante *Simulink*. E' stata considerata una tensione di uscita di 48V (la V in blu e la I in rosso).



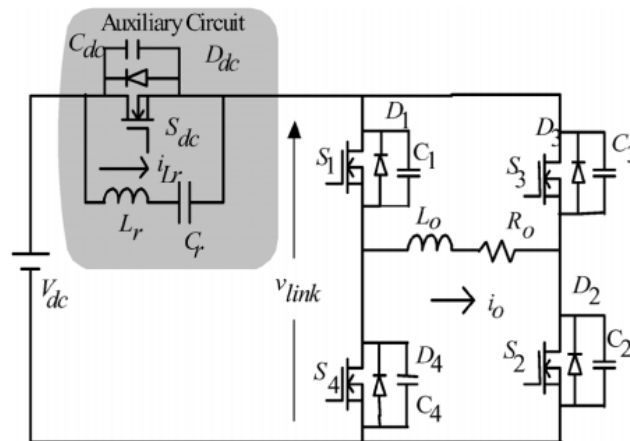


2.2.3. Inverter

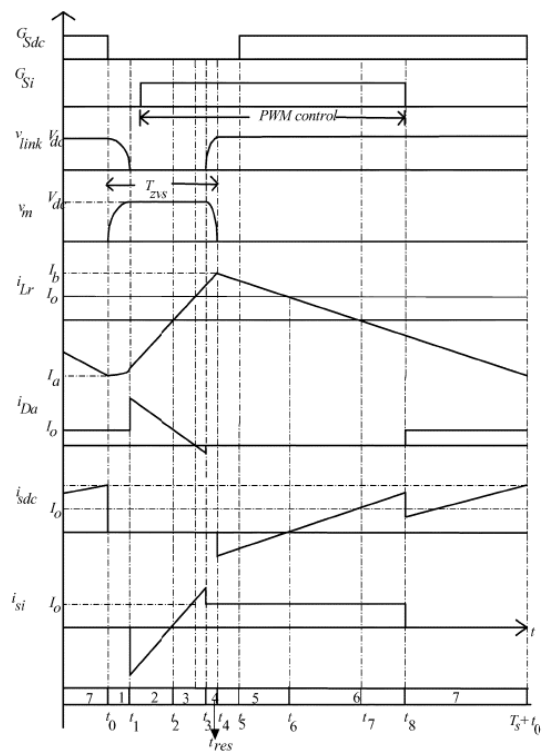
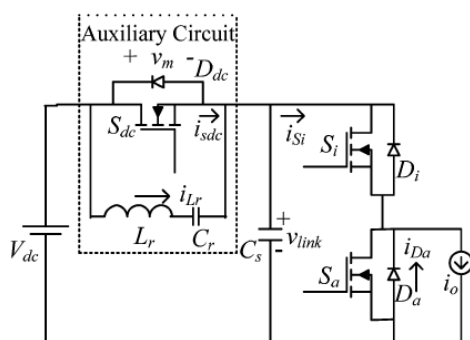
Nonostante la vasta letteratura riguardo agli inverter resonant-switch, [79] [80] [81] [82] [83] [84], questi presentano topologie e logiche di controllo abbastanza complesse e richiedono un elevato numero di switch ausiliari con inevitabili ripercussioni sul costo.

L'inverter monofase scelto è del tipo a ponte risonante lato Dc comandabile in PWM a 50kHz [85]. Questo inverter è a tensione impressa e prevede un circuito ausiliario lato Dc composto da uno switch comandabile S_{dc} , un condensatore di snubber C_{dc} , e un circuito risonante serie L_r e C_r come mostrato in figura.

Tutti gli switch sono chiusi a zero tensione e le perdite di apertura sono limitate da snubber capacitivi. Lo stress di tensione è limitato alla tensione di ingresso, mentre si hanno sollecitazioni in corrente superiori ai PWM.



Per semplificare l'analisi sarà data una rappresentazione a due switch dell'inverter, e sarà assunto che l'induttanza di filtro sia abbastanza grande da ritenere costante la corrente di carico in un periodo di commutazione:



La capacità C_s è quella vista a monte della gamba dovuta agli snubber capacitivi sugli switch. In questo convertitore gli switch superiori e quelli inferiori non hanno la stessa frequenza di commutazione, infatti è previsto che S_2 sia sempre chiuso durante la semionda positiva del segnale di riferimento, e sempre aperto durante la semionda negativa, viceversa per S_4 ; S_1 e S_3 commutano alla frequenza di PWM:

$$S_2/S_4 \rightarrow 50 \text{ Hz}$$

$$S_1/S_3 \rightarrow 50 \text{ kHz}$$

In questa situazione gli switch S_2 e S_3 sono comandati in PWM unipolare mediante una portante a dente di sega positiva con modulante sinusoidale.

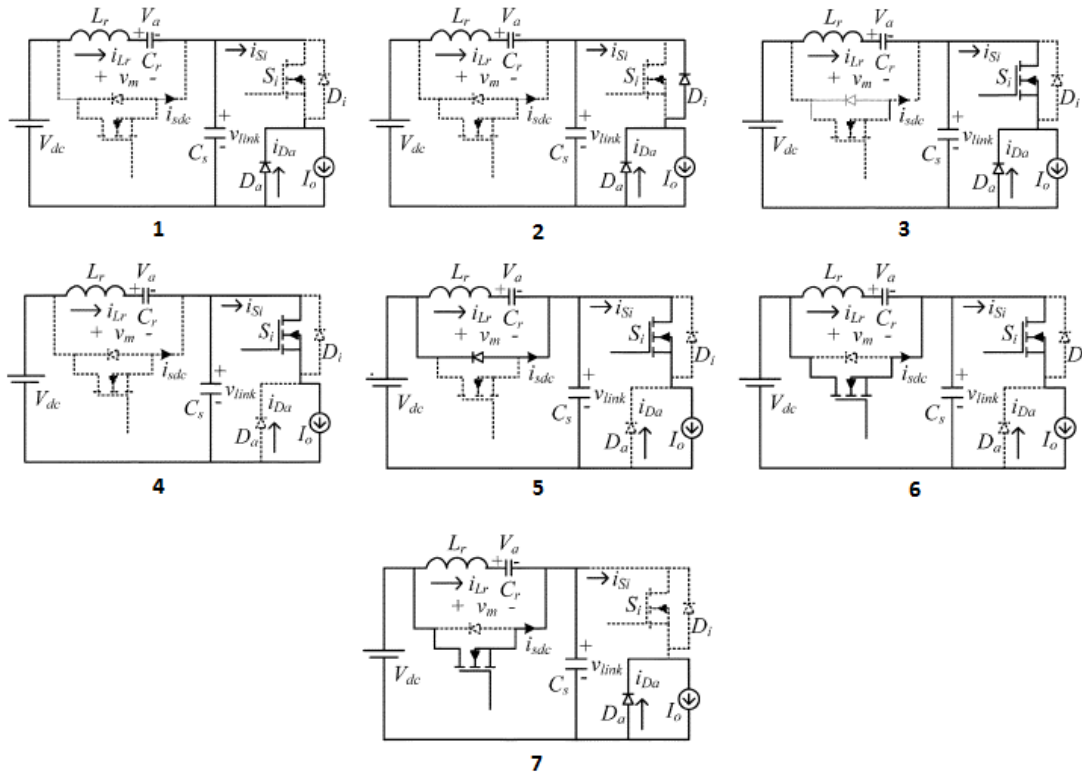
Nella rappresentazione semplificata del circuito lo switch S_i corrisponde a S_1 durante la semionda positiva del riferimento di tensione, mentre corrisponde a S_3 durante la semionda negativa.

S_a coincide con S_2 nel semi periodo positivo della semionda, mentre è S_4 nel semi periodo negativo

Di seguito sarà illustrato il funzionamento generalizzato del convertitore in un periodo di commutazione, il significato di S_i e S_a è quindi da definirsi in base al semi periodo a cui si fa riferimento sulla base di quanto detto sopra.

Per l'analisi si assume che la tensione su C_r rimanga costante e che L_o sia abbastanza grande da considerare costante I_o nel periodo di commutazione. Inizialmente si assume che S_i e S_{dc} siano chiusi, la corrente del carico circola nel diodo D_a , la tensione $V_{cr}=V_a$, e la corrente nell'induttore sia $-I_a$ (diretta verso C_r).

Un ciclo di commutazioni è suddivisibile in 7 fasi illustrate sotto:



(1) t_0 - t_1 :

A t_0 S_{dc} è aperto, C_s e L_r formano un circuito risonante e la tensione su C_s scende da V_{dc} a zero all'istante t_1 .

(2) t_1 - t_2 :

Quando V_{link} arriva a zero D_i inizia a condurre, I_{Lr} inizia a salire linearmente raggiungendo lo zero a t_2 . Per effettuarne la chiusura a zero tensione S_i deve essere attivato in questo intervallo di tempo in cui conduce il diodo.

(3) e (4) t_2 - t_4 :

S_i è chiuso a zero tensione, la corrente I_{Lr} continua a salire linearmente fino a che non raggiunge il valore della corrente di uscita I_o , nello stesso istante si annulla la corrente nel diodo D_a che va in interdizione. I_{Lr} continua ad aumentare e a t_4 $V_{cs} = V_{dc}$ e V_{Sdc} si annulla.

(5) t_4 - t_6 :

$V_{S_{dc}}$ tenta di diventare negativa ma è mantenuta a zero dal diodo in anti parallelo, S_{dc} dovrebbe essere chiuso nell'intervallo tra $t_4 < t < t_5$ per effettuare la chiusura a zero tensione. Una volta chiuso S_{dc} , I_{Lr} comincia a scendere linearmente raggiungendo I_0 a t_6 .

(6) t_6 - t_8 :

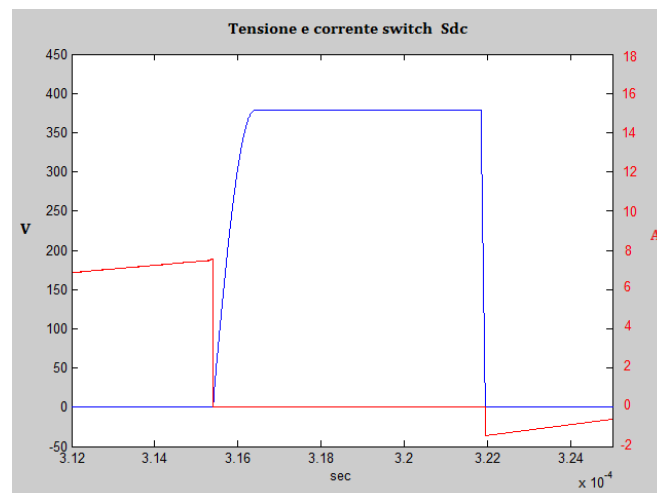
a t_7 I_{Lr} si annulla e comincia diventare negativa, mentre la corrente in S_{dc} aumenta. La regolazione del tempo di conduzione di S_i permette di controllare l'ampiezza di V_{link} rispetto a V_{dc} .

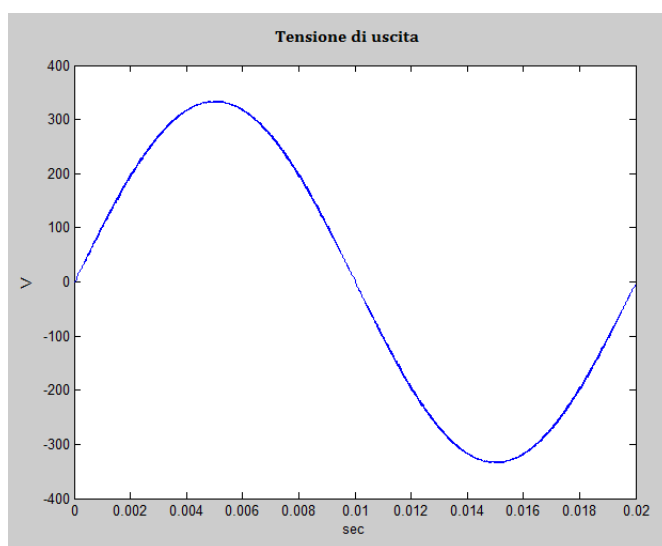
(7) t_8 - t_0 :

S_i è chiuso a t_8 e la tensione ai suoi capi sale mentre quella sul D_a scende, quando raggiunge lo zero D_a inizia a condurre e conduce fino a che S_{dc} non viene aperto e il ciclo ricomincia.

La tensione di uscita può essere filtrata mediante un filtro LC passa basso, che vista l'elevata frequenza di commutazione sarà di dimensioni ridotte.

Di seguito è mostrata la commutazione dello switch ausiliario S_{dc} e la tensione di uscita filtrata (con una tensione di Bus pari a 380V) ottenuta mediante *Simulink*. (la V in blu e la I in rosso).





3. Elaborazione dei dati meteorologici

La conoscenza dei dati ambientali quali Irraggiamento, Temperatura ambientale e velocità del vento sono di assoluta importanza al fine dello studio di un sistema di tipo ibrido stand-alone: infatti il sistema è completamente autonomo, e a differenza degli impianti da fonte rinnovabili connessi ad una rete prevalente, i quali sono dimensionati unicamente da un punto di vista della producibilità, non basta la conoscenza dei valori medi mensili e stimare l'energia prodotta in un anno, ma è di fondamentale importanza una conoscenza molto dettagliata dei dati atmosferici e con una risoluzione almeno oraria. Un impianto off-grid è in pratica una piccola rete elettrica che, anche se in misura decisamente minore, deve soddisfare gli stessi requisiti di una rete elettrica di grandi dimensioni, cioè avere una disponibilità di potenza adeguata a mantenere l'equilibrio tra sistema di generazione, accumulo e carico e mantenere i parametri del vettore elettrico in un certo range operativo che permetta il normale funzionamento degli utilizzatori, quindi come ogni rete elettrica nascente deve essere dimensionata con ottica a lungo termine (anni) conoscendo la quantità di risorsa disponibile, l'entità del carico e le caratteristiche tecniche dei gruppi di produzione. In parole povere, un sistema da fonte rinnovabile connesso ad una rete prevalente è dimensionato in termini di energia (compatibilmente con i limiti tecnici della rete, ovvero la capacità della rete di assorbire la potenza immessa), mentre un sistema isolato deve essere dimensionato in un'ottica di potenza, quindi una conoscenza dettagliata dell'andamento temporale delle fonti primarie è di fondamentale importanza.

L'analisi della risorsa primaria è quindi il primo passo della fase di "Pianificazione" del sistema, cioè il dimensionamento del parco di generazione.

In generale i dati orari delle grandezze di interesse sono ottenuti mediante centraline di monitoraggio e non sono disponibili per tutte le località, Infatti i dati disponibili sono relativi o a siti già studiati o ad aree metropolitane o comunque aree di interesse generale, quindi nel caso di un sistema off-grid destinato ad aree remote il problema è ancora più pressante visto che presumibilmente l'area non sarà stata già monitorata e, a meno di installare una centralina e aspettare gli anni necessari per avere dati attendibili, i dati orari devono essere ricavati in altro modo.

Di seguito verranno presentati ed implementati alcuni metodi di stima dei valori orari delle grandezze atmosferiche di interesse, ottenuti partendo da valori medi mensili o giornalieri facilmente reperibili in rete, i risultati ottenuti saranno confrontati con i dati misurati presso la stazione meteo dell'ARPA Lombardia posizionata in Via Juvara a Milano.

Poiché la destinazione del sistema non è attualmente nota, per semplicità questo sarà dimensionato con i dati calcolati per la zona di Milano.

3.1. Generalità sul calcolo dei dati orari

Vista la natura degli impianti Off-Grid da fonte rinnovabile è di fondamentale importanza al fine del dimensionamento, analizzarne il comportamento in periodi di tempo molto ristretti, tipicamente nell'ordine dell'ora. Questo grado di dettaglio è necessario poiché per la natura intermittente delle fonti primarie, il sistema di accumulo si trova a svolgere un ruolo fondamentale al fine della continuità di servizio del sistema: pertanto, al fine del dimensionamento del sistema, in particolare lo stato di carica del sistema di accumulo deve essere valutato con una cadenza temporale sufficientemente stretta in modo da stimare la disponibilità del sistema con una precisione accettabile.

Alla luce di quanto detto, al fine del dimensionamento sono necessari almeno i dati orari delle principali grandezze che determinano le potenze generate dal sistema,

cioè l'irraggiamento, la temperatura ambiente e la velocità del vento. Esistono due approcci per ottenere i dati orari di un determinato sito:

- Misura diretta, utilizzando stazioni meteorologiche appositamente installate sul sito di interesse.
- Approcci statistici orientati alla stima dei dati.

L'approccio statistico è di fondamentale importanza quando non si hanno a disposizione le misure dirette, oppure quando i data-base a disposizione sono incompleti e si rende perciò necessario stimare i valori mancanti.

I metodi statistici tipicamente forniscono i dati meteorologici sfruttando alcune proprietà statistiche come le distribuzioni di probabilità delle grandezze e andando quindi a ricostruire i profili orari partendo dai dati medi mensili o giornalieri [30], oppure estrapolando i dati misurati in un sito vicino a quello di interesse [31]. Vari modelli di stima dell'irraggiamento orario e giornaliero sono stati presentati in [32][33][34], mentre in [35] e [36] sono presentati modelli di stima della velocità media oraria e giornaliera del vento e della temperatura ambiente. In [37] Herbs ha presentato un modello di calcolo della temperatura oraria partendo dai valori medi mensili.

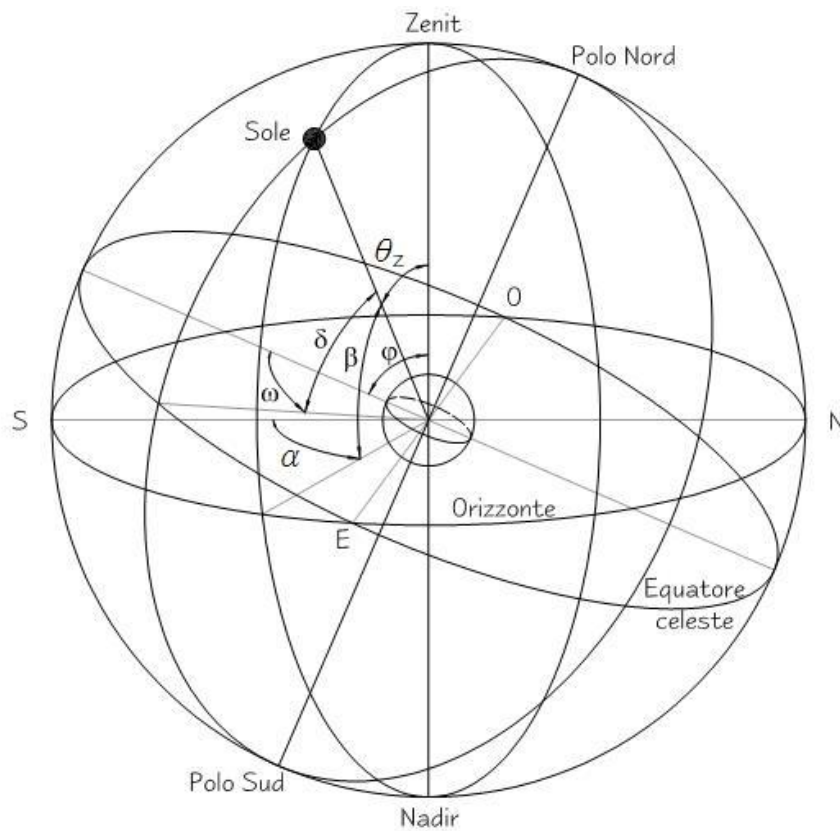
Spesso per il dimensionamento degli impianti da fonte rinnovabile si fa riferimento al cosiddetto "Typical Meteorological Year" TMY, che consiste in una serie di 12 mesi divisi in dati orari in cui ogni mese è rappresentato da quello più "tipico" ottenuto da misure pluriennali o generato in maniera statistica. Altro metodo diffuso è quello di dimensionare il sistema sui dati relativi al mese peggiore dal punto di vista della disponibilità energetica, questo metodo risulta evidentemente molto cautelativo.

Nel presente progetto i dati orari medi dell'irraggiamento e della temperatura ambientale sono ottenuti per via statistica elaborando i dati medi giornalieri o mensili forniti dal "Surface meteorology and Solar Energy" [29], database libero gestito dalla *Nasa*, che contiene dati dell'intero pianeta coprendo un periodo temporale che va dal 1983 al 2004. Per avere maggior attendibilità i valori medi giornalieri e mensili utilizzati per l'ottimizzazione sono ottenuti come media nei 21 anni disponibili.

3.2. Irraggiamento

3.2.1. Elementi di geometria Astronomica

L'intensità dell'energia solare incidente sulla superficie terrestre è funzione della geometria del sistema terra-sole di cui saranno ora esposti i concetti base.



θ_z = Angolo di Zenit

β = Altezza solare

δ = Declinazione

α = Angolo di Azimut

φ = Latitudine

ω = Angolo orario

L'*Altezza solare* o *elevazione* è l'angolo formato tra la congiungente sole-terra nel punto in esame e il piano orizzontale, è espresso da:

$$\beta = \arcsin(\cos(\varphi) \cos(\delta) \cos(\omega) + \sin(\varphi) \sin(\delta))$$

L'*Angolo Zenitale* è l'angolo complementare all'altezza solare ed è formato dalla congiungente sole-terra e l'azimut, ed è espresso da:

$$\cos(\theta_z) = \cos(\varphi) \cos(\delta) \cos(\omega) + \sin(\varphi) \sin(\delta)$$

Si può osservare che l'angolo di zenit non è altro che un particolare angolo di incidenza, in particolare è l'angolo di incidenza della radiazione diretta su una superficie orizzontale.

La *Declinazione* solare è l'angolo formato dalla retta sole-terra con il piano dell'equatore terrestre. Poichè il piano dell'equatore terrestre è inclinato di 23,45° rispetto al piano dell'orbita, la declinazione varia tra +23,45° a -23,45° durante l'anno causando le stagioni, con la rispettiva variazione del numero di ore diurne e notturne.

La declinazione, assunta positiva verso nord, può essere ricavata mediante l'equazione:

$$\delta = 23.45 \sin\left(360 \cdot \frac{284 + g}{365}\right)$$

Oppure:

$$\delta = 0.009618 - 0.399912 \cos(B) + 0.070257 \sin(B) - 0.006758 \cos(2B) + \\ + 0.000907 \sin(2B) - 0.002679 \cos(3B) + 0.00148 \sin(3B)$$

Dove g è il numero di giorni dell'anno(=1 per il primo gennaio, =365 per il 31 dicembre), e:

$$B = (g - 1) \frac{2\pi}{365}$$

L'Angolo orario è l'angolo formato dal piano meridiano passante per l'osservatore con il piano meridiano passante per il sole, vale zero a mezzogiorno e varia di 15° ogni ora assumendo valori positivi al mattino e negativi al pomeriggio, è legato alla longitudine attraverso l'ora solare h_s . L'angolo orario è espresso dalla relazione:

$$\omega = (12 - h_s) \cdot 15$$

L'ora solare h_s può essere calcolata conoscendo l'ora convenzionale e la longitudine della località secondo la relazione:

$$h_s = h_c - h_l + \frac{ET}{60} + \frac{\lambda_L - \lambda_{GMT}}{15}$$

Dove:

h_c = Ora convenzionale (quella segnata dall'orologio)

h_l = è pari a 1 se è in vigore l'ora legale, altrimenti è pari a 0

λ_{GMT} = Longitudine del meridiano di riferimento (0°)

λ_L = Longitudine in gradi della località in esame

ET = Equazione del tempo

L'Equazione del tempo ET è una correzione dovuta alla seconda legge di Keplero, per la quale la velocità di rivoluzione della terra attorno al sole non è costante durante l'anno, di conseguenza l'ora solare apparente si discosta rispetto al tempo medio dell'orologio. È espressa da:

$$ET = 2.2918 \cdot [0.0075 + 0.1868 \cos(B) - 3.2077 \sin(B) - 1,4625 \cos(2B) - 4,089 \sin(2B)] \quad [min]$$

L'angolo solare all'alba è ottenuto esprimendo l'altezza solare β in funzione dell'angolo orario:

$$\beta = \arcsin(\cos(\varphi) \cos(\delta) \cos(\omega) + \sin(\varphi) \sin(\delta))$$

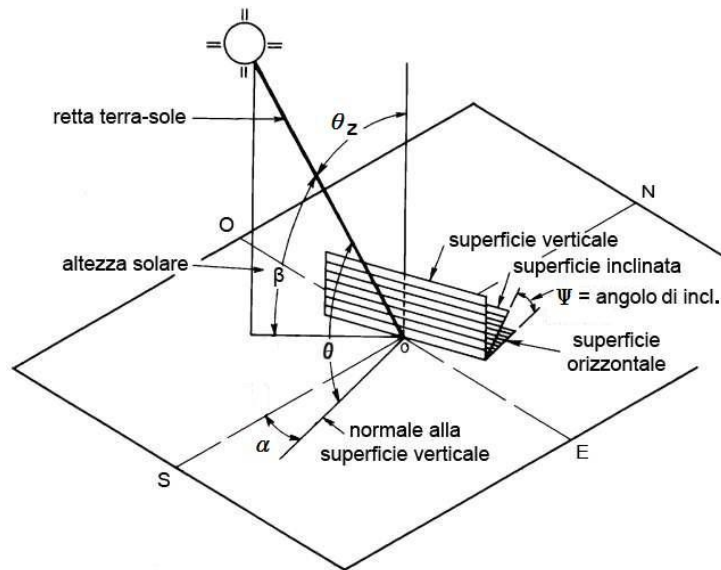
All'alba abbiamo $\beta=0$, e l'angolo orario che verifica è chiamato Angolo solare all'alba ω_s :

$$\omega_s = \cos^{-1}(-\tan(\varphi) \tan(\delta))$$

La condizione $\beta=0$ è ovviamente verificata anche al tramonto, in tal caso l'angolo orario ha lo stesso valore ma cambiato di segno, per la convenzione presa abbiamo che l'angolo orario al tramonto vale:

$$\omega_{ss} = -\omega_s$$

Angolo di incidenza un una superficie



E' relativo alla radiazione diretta, e può essere visto come l'angolo di zenit generalizzato ad una superficie comunque orientata e può essere espresso come:

$$\begin{aligned} \cos(\theta) = & \sin(\delta) \sin(\varphi) \cos(\psi) - \sin(\delta) \cos(\varphi) \sin(\psi) \cos(\alpha) + \\ & + \cos(\delta) \cos(\varphi) \cos(\psi) \cos(\omega) + \cos(\delta) \sin(\psi) \sin(\alpha) \sin(\omega) \end{aligned}$$

Se la superficie è esposta a Sud l'angolo di Azimut è $\alpha=0$, quindi:

$$\begin{aligned}\cos(\theta) = & \sin(\delta)\sin(\varphi)\cos(\psi) - \sin(\delta)\cos(\varphi)\sin(\psi) \\ & + \cos(\delta)\cos(\varphi)\cos(\psi)\cos(\omega)\end{aligned}$$

Irraggiamento extra atmosferico su una superficie orizzontale

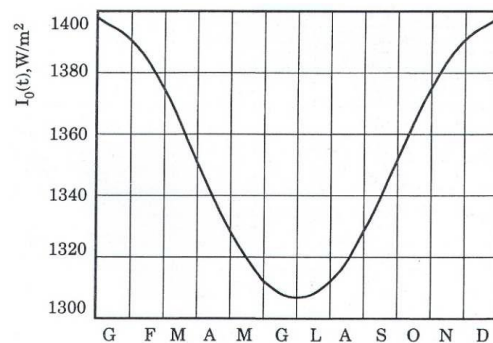
$$G_{oh} = G_{sc} \varepsilon (\cos(\varphi)\cos(\delta)\cos(\omega) + \sin(\varphi)\sin(\delta)) \quad [W/m^2]$$

Dove:

G_{sc} = costante solare = 1367 W/m^2

ε è il fattore di correzione della costante solare tenendo conto della variazione nel tempo della distanza sole-terra

$$\varepsilon = 1 + 0.033 \cos \frac{2\pi g}{365}$$



Con g = giorno dell'anno

3.2.2. Modelli di calcolo dell'irraggiamento medio orario

Nella presente trattazione saranno utilizzati i valori medi giornalieri di insolazione ($\text{Wh/m}^2\text{giorno}$) su superficie orizzontale ottenuti dal database online della *Nasa* [29].

Si osserverà che nella presente trattazione, al fine del calcolo della potenza erogata dai pannelli fotovoltaici, sarà fatto riferimento all'irraggiamento medio orario (W/m^2) anzichè all'insolazione (Wh/m^2), questo perchè sarà supposto (commettendo ovviamente errore) che nell'ora sia costantemente presente il valore medio di irraggiamento orario, sotto tale ipotesi il valore numerico dell'insolazione e l'irraggiamento coincidono.

La stima dei dati orari di irraggiamento sarà ottenuta mediante il metodo di Collares-Pereira e Rabl [31]. Questo modello è derivato dal modello di Liu-Jordan che basandosi su un'analisi statistica della distribuzione temporale, sull'arco della giornata, dell'insolazione totale giornaliera hanno prodotto dei grafici che rappresentano il rapporto tra l'insolazione totale oraria e la totale giornaliera su un piano orizzontale r_t in funzione dell'ora del giorno. Tali grafici sono basati sull'ipotesi di assumere la distribuzione giornaliera simmetrica rispetto al mezzogiorno solare, Collares-Pereira e Rabl hanno successivamente esplicitato in forma analitica tali grafici sperimentali:

$$r_t = \frac{I_h}{I_d} = \frac{\pi}{24} (a + b \cos(\omega)) \frac{\cos(\omega) - \cos(\omega_s)}{\sin(\omega_s) - \omega_s \cos(\omega_s)}$$

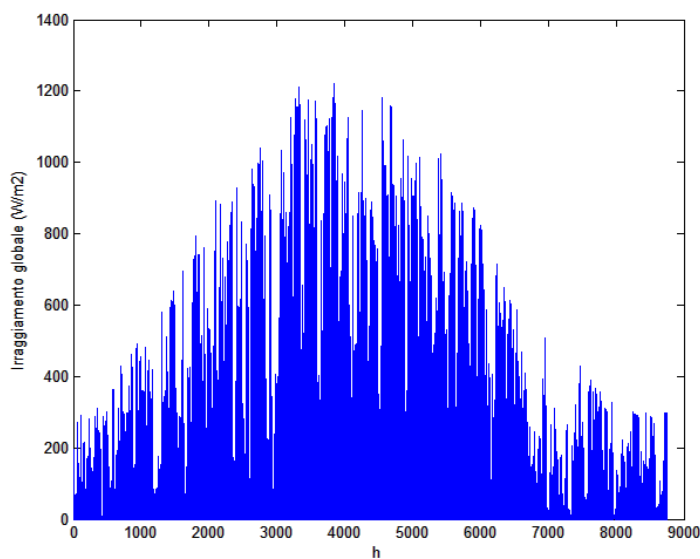
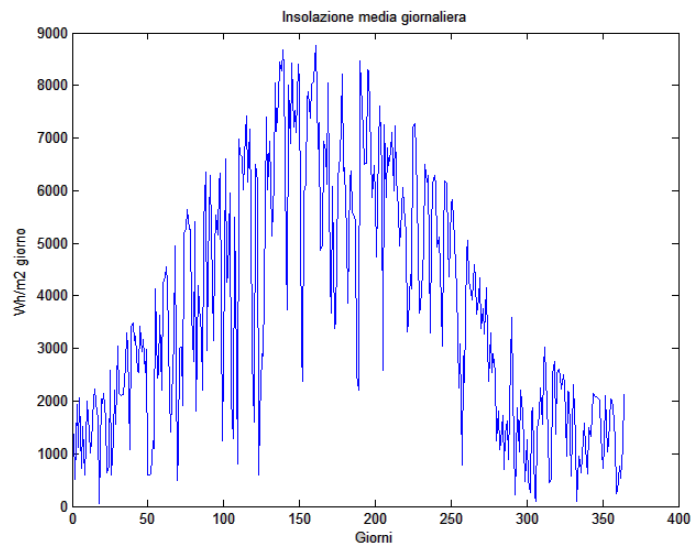
Dove:

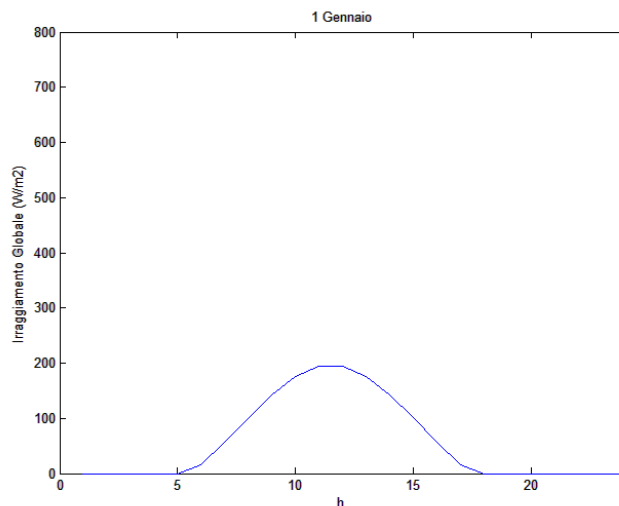
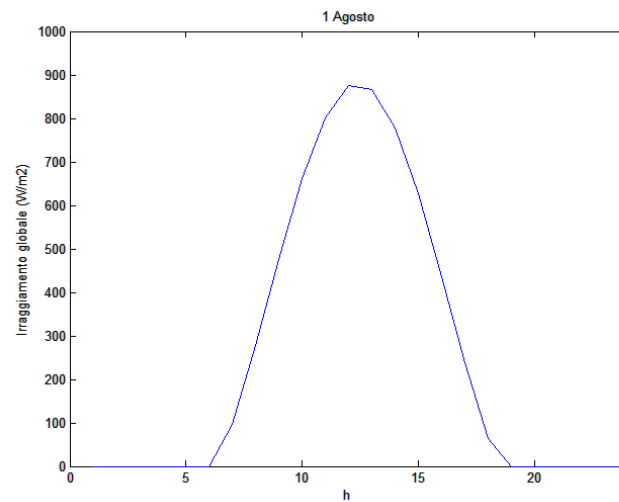
$$a = 0.409 + 0.5016 \sin\left(\omega_s - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$b = 0.6609 - 0.4767 \sin\left(\omega_s - \frac{\pi}{3}\right)$$

Questo modello presenta un limite che nella pratica risulta comunque irrilevante, infatti stima l'irraggiamento solamente durante le ore diurne. Infatti andando a calcolare i coefficienti si può osservare che durante le ore notturne (di durata variabile con il numero dei giorni dell'anno seguendo l'equazione oraria ET), hanno valore negativo quindi sono irrealistici. Il modello sarà applicato ponendo a zero r_t quando questo è negativo, ottenendo così un irraggiamento notturno sistematicamente nullo.

Di seguito è mostrato l'andamento annuale dell'insolazione media giornaliera, i valori medi orari dell'irraggiamento globale calcolati, e l'andamento dell'irraggiamento globale in due giorni in particolare, 1 agosto e 1 gennaio:



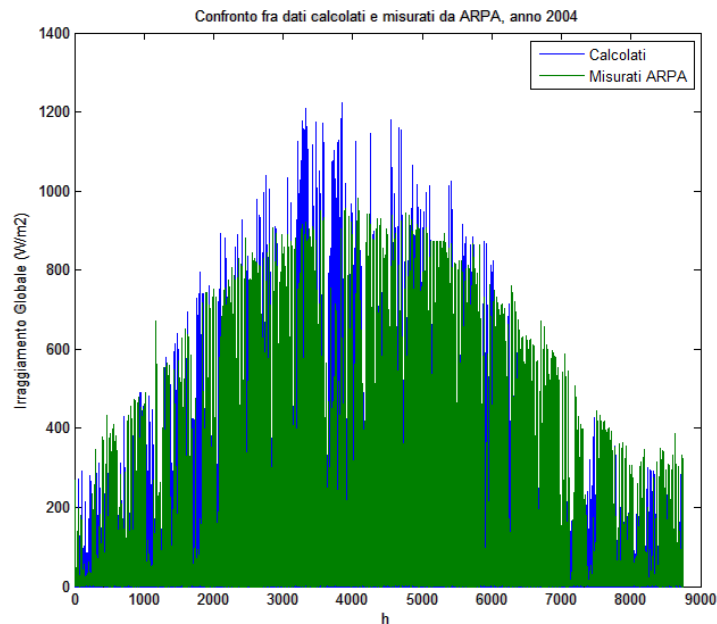


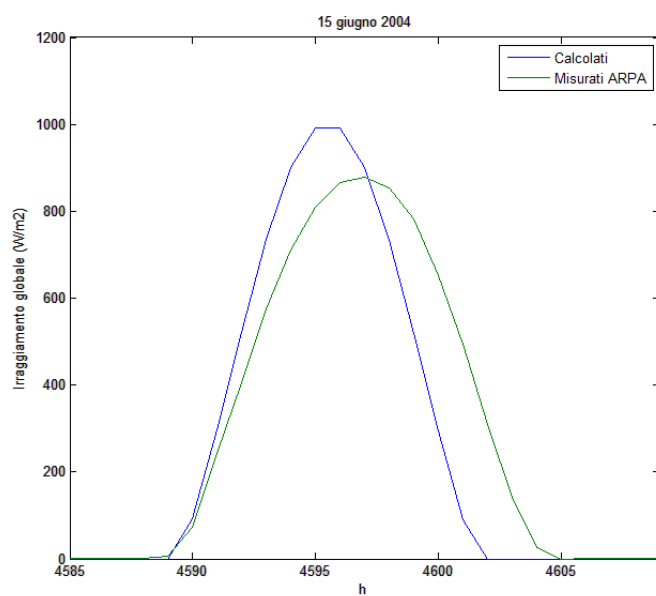
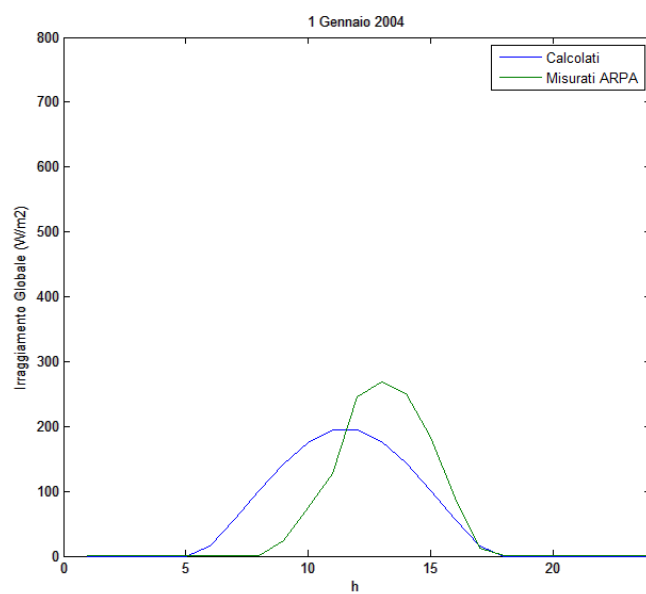
Come già accennato i dati orari delle grandezze atmosferiche sono molto difficili da reperire, in ogni modo presso le ARPA del nord italia sono presenti database abbastanza completi.

A titolo di confronto saranno ora comparati i dati di irraggiamento globale misurati alla stazione meteorologica di via Juvara a Milano [46], e i valori calcolati partendo dai valori medi giornalieri ottenuti da [29] calcolati alle stesse coordinate della stazione meteo in esame e nello stesso anno. Questo confronto non è generalizzabile e serve solo da spunto qualitativo per la stima del modello usato, in quanto i dati misurati da ARPA sono relativi ad uno specifico anno (2004), e gli

enormi scostamenti che si possono osservare in determinati giorni rispetto ai valori calcolati, sono dovuti a fenomeni atmosferici aleatori specifici dell'anno in esame.

Si osserva che l'andamento generale è piuttosto coerente con i dati misurati. Si può notare una tendenza del modello a sottostimare l'irraggiamento nei periodi invernali e a sovrastimarli nei periodi estivi.





3.2.3. Modelli di calcolo delle componenti della radiazione globale

Tipicamente i dati relativi all'irraggiamento sono forniti in termini di irraggiamento globale ma, come sarà visto successivamente, al fine del calcolo dell'irraggiamento su una superficie inclinata è necessaria la conoscenza delle singole componenti diretta e diffusa.

In letteratura sono presenti diverse tipologie di modelli per il calcolo delle componenti dell'irraggiamento (W/m^2) solare. A seconda dei dati disponibili e del tipo di accuratezza richiesta, si può scegliere tra tre principali categorie:

Modelli Spettrali:

Garantiscono le prestazioni migliori ma richiedono un numero elevato di dati e in generale sono molto complessi. Un esempio è il modello MODTRAN. Sono presenti anche modelli più semplificati adatti per applicazioni di tipo ingegneristico come lo SMARTS1 e lo SMARTS2.

Modelli parametrici:

Più semplici da utilizzare rispetto ai modelli spettrali richiedono però dati in input con quantità, reperibilità e affidabilità piuttosto variabili tra loro. Tra questi si possono trovare sia modelli di elevata precisione sia modelli che presentano numerose lacune e in generale sono applicabili solo in condizioni di cielo sereno. Alcuni modelli parametrici sono il ASHRAE, MOTTEL e l' ESRA.

Modelli di scomposizione:

Presentano minore affidabilità dei precedenti ma sono molto semplici da implementare e sono applicabili in ogni condizione di cielo. Si basano solo su informazioni circa l'irraggiamento globale per calcolare le componenti dell'irraggiamento diretto e diffuso.

Modelli di scomposizione

In letteratura sono stati presentati molti modelli di scomposizione che stimano l'irraggiamento diffuso e quello diretto a partire da dati di irraggiamento globale su superficie orizzontale. La maggior parte di questi modelli stima il solo irraggiamento diffuso ottenendo quello diretto per differenza dall'irraggiamento globale.

Tipicamente questi modelli calcolano l'irraggiamento diffuso sul piano orizzontale G_d come quota di quello globale sul piano orizzontale G_g definendo un coefficiente K_d detto “*frazione di irraggiamento diffuso*” ottenuto come funzione polinomiale del parametro K_t chiamato “*indice di limpità*” e definito come rapporto fra la radiazione globale incidente sul piano orizzontale G_g terrestre e la radiazione globale extraterrestre sull'orizzontale G_{go} .

K_t “Indice di limpità”:

$$K_t = \frac{G_g}{G_{go}}$$

Quindi in generale :

K_d “Funzione di irraggiamento diffuso”:

$$K_d = \frac{G_d}{G_g} = f(K_t)$$

Sia K_d che K_t possono essere definiti in termini orari, mensili, giornalieri.

Il legame tra irraggiamento diffuso e K_t è intuibile dal fatto che l'indice di limpità è un indicatore delle condizioni atmosferiche, sia in termini di condizioni fisiche (pressione, temperatura, densità) dell'atmosfera che in termini meteorologici; fattori che condizionano l'effetto di “interfaccia” rispetto alle onde elettromagnetiche, condizionando quindi la radiazione trasmessa e riflessa sia internamente che esternamente all'atmosfera.

Questi metodi si sono sviluppati a seguito degli studi di Liu-Jordan, i quali osservarono che località aventi lo stesso indice di serenità medio mensile $\overline{K_t}$ presentano uguali distribuzioni orarie e giornaliere di K_t indipendentemente dai valori di latitudine e altezza dal suolo e dipendenti unicamente da $\overline{K_t}$. Successivamente ulteriori studi hanno fornito delle espressioni analitiche generalizzate di tali distribuzioni, permettendo di creare modelli per il calcolo dell'irraggiamento diffuso partendo da $\overline{K_t}$ senza considerare la posizione della località in esame.

Verranno esposti alcuni tra modelli di scomposizione significativi:

Modello di Liu-Jordan (1960)

$$K_d = 1.39 - 4.027 \cdot K_t + 5.531 \cdot K_t^2 - 3.108 \cdot K_t^3 \quad \text{se } 0.3 < K_t < 0.7$$

Modello di Ruth e Chant (1976)

$$K_d = \begin{cases} 0.98 & \text{se } K_t \leq 0.1 \\ 0.91 - 1.154 \cdot K_t + 4.936 \cdot K_t^2 - 2.848 \cdot K_t^3 & \text{se } 0.1 < K_t \leq 0.7 \end{cases}$$

Modello di Orgill e Holland (1977)

$$K_d = \begin{cases} 1 - 0.249 \cdot K_t & \text{se } K_t < 0.35 \\ 1.557 - 1.84 \cdot K_t & \text{se } 0.35 \leq K_t \leq 0.75 \\ 0.177 & \text{se } K_t > 0.75 \end{cases}$$

Modello di Collares-Pereira e Rabl (1979)

$$K_d = \begin{cases} 0.99 & \text{se } K_t \leq 0.17 \\ 1.188 - 2.272 \cdot K_t + 9.473 \cdot K_t^2 - 21.856 \cdot K_t^3 + 14.648 \cdot K_t^4 & \text{se } 0.17 < K_t \leq 0.8 \end{cases}$$

Modello di Erbs (1982)

$$K_d = \begin{cases} 1 - 0.09 \cdot K_t & \text{se } K_t \leq 0.22 \\ 0.951 - 0.1604 \cdot K_t + 4.388 \cdot K_t^2 - 16.638 \cdot K_t^3 + 12.336 \cdot K_t^4 & \text{se } 0.22 < K_t \leq 0.8 \\ 0.165 & \text{se } K_t > 0.8 \end{cases}$$

Modello di Reindl (1990)

$$K_d = \begin{cases} 1.02 - 0.248 \cdot K_t & \text{se } K_t \leq 0.3 \\ 1.45 - 1.67 \cdot K_t & \text{se } 0.3 < K_t \leq 0.78 \\ 0.147 & \text{se } K_t > 0.78 \end{cases}$$

In [28] sono stati confrontati i vari metodi rispetto a misure dirette, ed è stato osservato come i modelli di scomposizione hanno accuratèzze differenti a seconda delle condizioni di cielo e dalla qualità di dati forniti in ingresso.

Quando i dati di input a disposizione non sono ottimali, oppure non si conosce il metodo usato per ricavarli, il modello di Reindl è quello che restituisce risultati più attendibili.

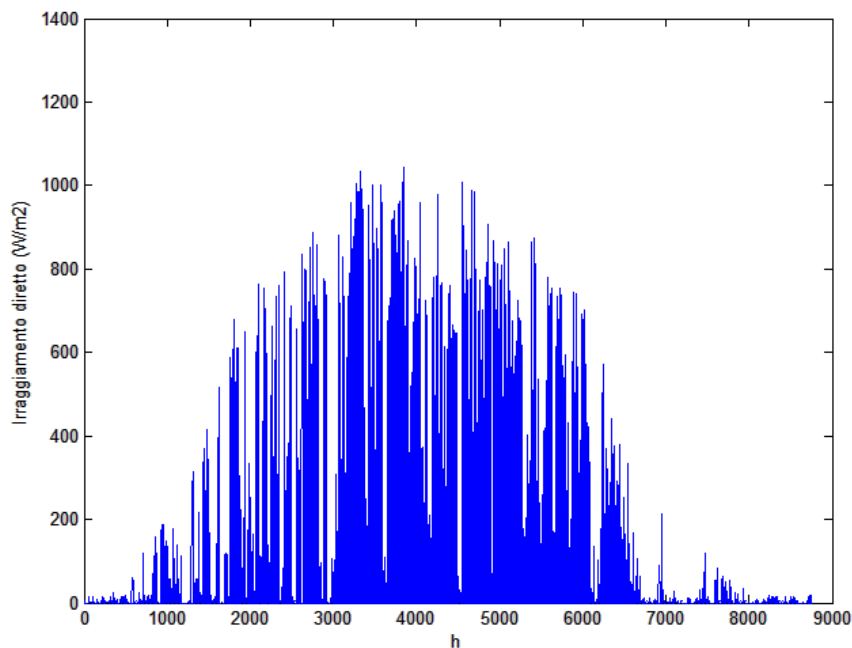
In generale però la maggior parte dei modelli di scomposizione tende a sottostimare l'irraggiamento diretto e quindi a sovrastimare quello diffuso.

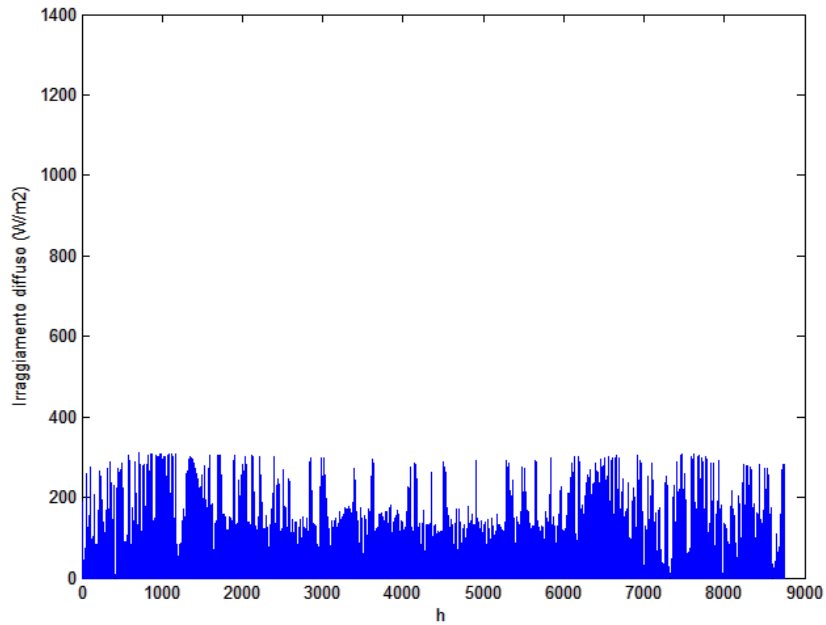
I dati utilizzati in questa trattazione sono presi dalla pagina web “*Surface meteorology and Solar Energy*” [29] gestita dalla Nasa, che fornisce gratuitamente dati medi giornalieri e mensili delle principali grandezze di interesse, come l’irraggiamento globale su superficie orizzontale, l’indice di limpidezza ecc. semplicemente inserendo latitudine e longitudine della località prescelta.

Vista la natura dei dati, sulla cui metodologia di acquisizione vengono fornite informazioni poco dettagliate, alla luce di quanto osservato in [28], al fine della scomposizione dell’irraggiamento nelle sue componenti diretta e diffusa sarà utilizzato il metodo di Reindl.

Non avendo a disposizione i valori di K_t orari vanno calcolati, applicando la definizione, come rapporto tra l’irraggiamento globale orario terrestre e l’irraggiamento orario extraterrestre. Nell’implementazione in Matlab saranno dapprima ricavati i valori di irraggiamento medio orario extraterrestre e dell’irraggiamento globale, dopodiché l’indice di limpidezza è calcolato applicando la definizione.

Di seguito sono riportati gli andamenti orari su base annua dell’irraggiamento diretto e diffuso calcolati:





3.2.4. Calcolo dell'irraggiamento su superficie inclinata

La radiazione solare globale incidente sulla superficie terrestre può essere scomposta in tre componenti:

- radiazione diretta
- radiazione diffusa
- radiazione riflessa

L'espressione dell'irraggiamento incidente su una superficie inclinata con un angolo ψ rispetto al piano orizzontale è data dalla seguente equazione sperimentale, dove i tre termini della sommatoria sono rispettivamente: l'irraggiamento diretto, diffuso e riflesso incidenti sulla superficie inclinata.

$$G_{\psi} = G_b R_b + G_d R_d + \rho G_g \left(\frac{1 - \cos(\psi)}{2} \right)$$

Dove:

G_b = Irraggiamento diretto su superficie orizzontale

G_d = Irraggiamento diffuso su superficie orizzontale

G_g = Irraggiamento globale su superficie orizzontale

R_b = rapporto tra la radiazione diretta incidente sulla superficie in esame e quella incidente sull'orizzontale

R_d = rapporto tra la radiazione diffusa incidente sulla superficie in esame e quella incidente sull'orizzontale

ρ = valore dell'Albedo dell'ambiente circostante (manto erboso=0.2)

Il rapporto tra irraggiamento diretto sulla superficie in esame e quello sul piano orizzontale è dato da:

$$R_b = \frac{\cos(\theta)}{\cos(\theta_z)}$$

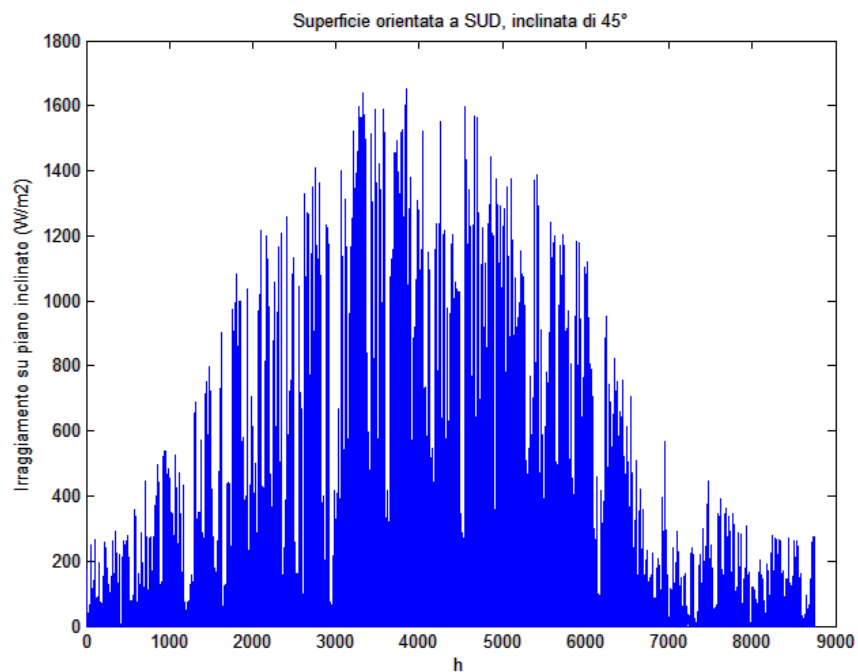
Nel caso in cui non ci siano ostacoli visivi nelle vicinanze il rapporto tra irraggiamento diffuso sul piano in esame e quello sulla superficie orizzontale può essere calcolato mediante vari modelli, in particolare sarà applicato quello di Liu Jordan:

$$R_d = \frac{1 + \cos(\psi)}{2}$$

Il valore di albedo è un parametro adimensionale, variabile da zero a uno, che indica la frazione di irraggiamento globale che va ad incidere sulla superficie in esame per riflessione a causa dell'ambiente esterno, la quota restante è riflessa verso l'atmosfera e non captata direttamente dalla superficie in esame.

Si suppone che la falda in cui sono posizionati i pannelli fotovoltaici sia orientato a Sud, i pannelli fotovoltaici sono appoggiati al tetto della struttura che è inclinata di 45° , quindi sarà considerato nullo l'angolo di azimut e $\psi = 45^\circ$.

Di seguito è riportato l'andamento orario su base annua dell'irraggiamento incidente sul piano inclinato in esame, è evidente che complessivamente le elaborazioni utilizzate hanno portato ad una sovrastima dell'irraggiamento:



3.3. Temperatura

In letteratura sono presenti molti modelli per la stima oraria della temperatura partendo da dati più generali.

Modello di Gelegenis [38]

La stima oraria è effettuata supponendo una variazione sinusoidale della temperatura giornaliera, e richiede in ingresso la temperatura media mensile e le temperature limite annuali: la minima invernale e la massima estiva:

$$T_{i,h} = \bar{T}_i + S_i \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{h-9}{24}\right)$$

Con:

$$S_i = \frac{T_{Ms} - T_{mw}}{2} + \frac{T_{Ms} + T_{mw}}{2} \cdot \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{i-4}{12}\right)$$

Dove:

T_{Ms} = Temperatura massima estiva

T_{mw} = Temperatura minima invernale

\bar{T}_i = temperatura media mese i

h = ore del giorno 0 ÷ 23

Modello di Herbs [37]

Il modello di Herbs stima la temperatura media oraria partendo dalla temperatura media mensile e dal valore dell'indice di limpidezza medio mensile \bar{K}_t . Ipotizza una distribuzione mensile di temperatura simmetrica intorno al valor medio, uguale per tutti i mesi e funzione del solo valor medio.

$$T_{ah} = \bar{T}_a + (25.8 \bar{K}_t - 5.21) \cdot (0.463 \cos(t^* - 3.805) + 0.0984 \cos(2t^* - 0.36) + 0.0168 \cos(3t^* - 0.822) + 0.0138 \cos(4t^* - 3.513))$$

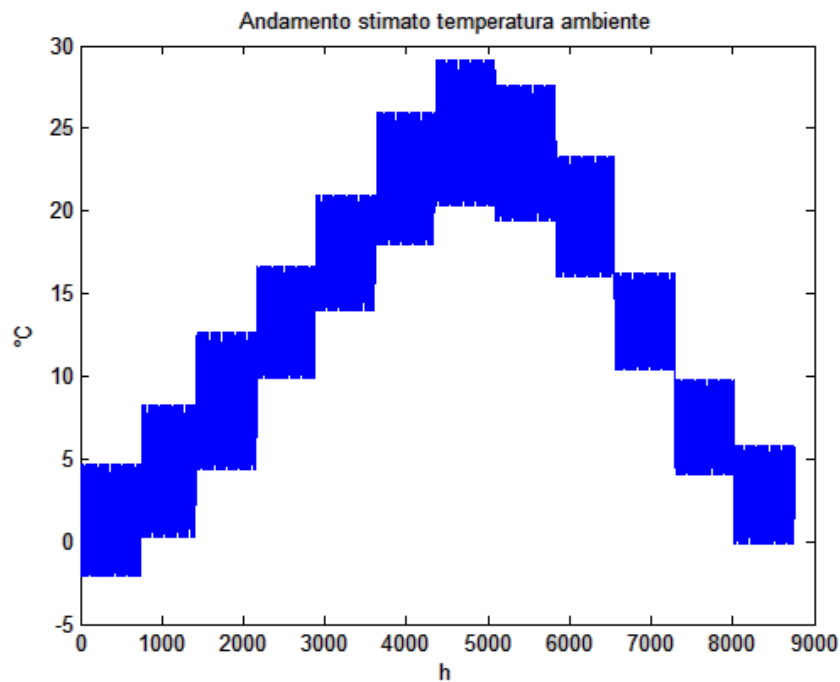
Dove:

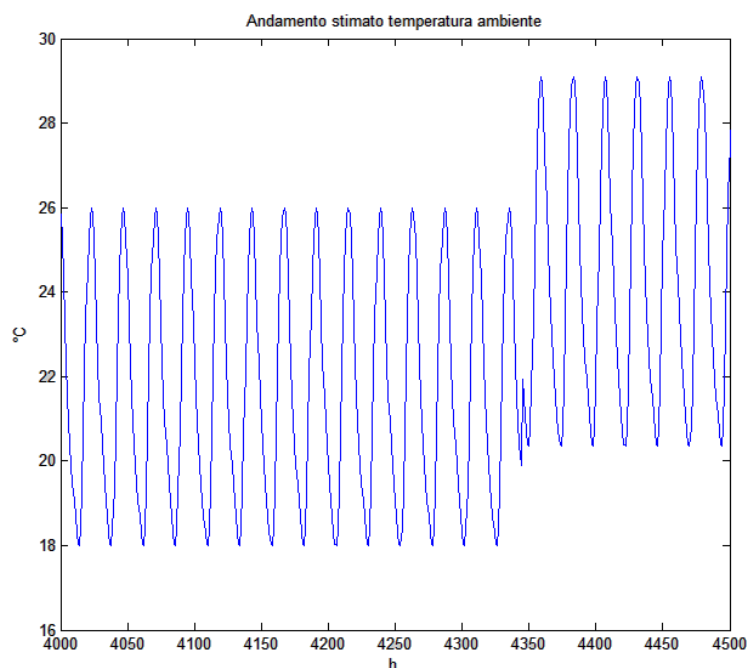
$$t^* = \frac{2\pi(t-1)}{24} \quad e \quad t = \text{ora del giorno (1} \div 23\text{)}$$

Entrambi i metodi calcolano il profilo orario del giorno “tipico” del mese in esame, e lo considerano invariato per tutto il mese.

Nella presente trattazione sarà implementato il modello di Herbs.

Di seguito sono riportati l'andamento orario su base annua della temperatura ambientale calcolata, e un particolare dell'andamento sul cambio del mese:

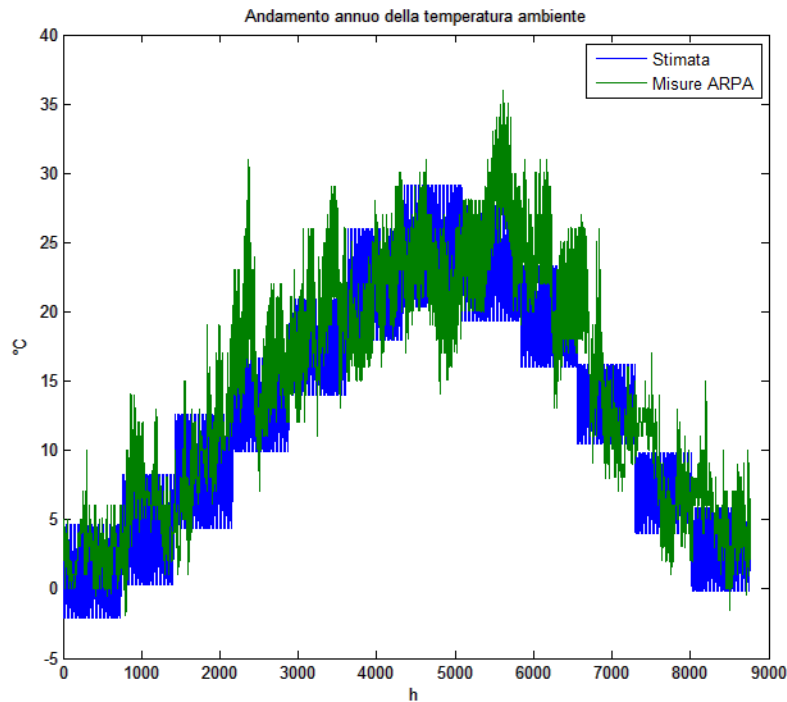




Come già accennato, i dati orari delle grandezze atmosferiche sono molto difficili da reperire, in ogni modo presso le ARPA del nord italia sono presenti database abbastanza completi.

A titolo di confronto saranno ora comparati i dati di irraggiamento globale misurati alla stazione meteorologica di via Juvara a Milano [46]. I valori sono calcolati partendo dai valori medi giornalieri ottenuti da [29] per le stesse coordinate della stazione meteo in esame. Questo confronto non è generalizzabile e serve solo da spunto qualitativo per la stima del modello usato, in quanto i dati misurati da ARPA sono relativi ad uno specifico anno (2004), e gli enormi scostamenti che si possono osservare in determinati giorni rispetto ai valori calcolati, sono dovuti a fenomeni atmosferici aleatori specifici dell'anno in esame.

Dal confronto effettuato si può osservare che l'andamento generale su base annua è piuttosto coerente con i dati misurati nello stesso anno.



3.4. Velocità del vento

La disponibilità di dati di velocità oraria del vento è molto importante per stimare con precisione la produzione di energia di una singola turbina eolica o un parco eolico. Questi dati sono inoltre indispensabili per la progettazione di sistemi di alimentazione indipendenti, in quanto il loro dimensionamento è fortemente influenzato dalla mancata corrispondenza tra produzione di energia e il profilo di carico elettrico.

Il vento è spesso considerato come uno dei parametri meteorologici più difficile da prevedere, infatti è risultato di complesse interazioni su larga scala di grandezze quali: la pressione, differenze di temperatura, rotazione della terra e dalle caratteristiche morfologiche del sito in analisi.

Esistono vari metodi alternativi per ottenere dei database di velocità del vento, e possono essere classificati come: metodi fisici o metodi statistici, a seconda dei loro dati di input.

Modelli fisici prendono in considerazione diversi fattori, tra cui le velocità medie nel lungo periodo, la presenza di ostacoli, la pressione, la temperatura e la rugosità superficiale locale. I metodi statistici stabiliscono una relazione tra i parametri statistici e dati di velocità del vento e sono a loro volta divisi tra Probabilistici e Stocastici. Nei metodi probabilistici in pratica vengono usati generatori di numeri casuali che seguono tipiche distribuzioni come le Rayleigh e Weibull; mentre i criteri stocastici utilizzano metodi come l'Autoregressive Moving Average (ARMA) o le Catene di Markov, quest'ultimo tipo di approccio presenta varie problematiche legate soprattutto alla stima dei parametri necessari al modello[40]. Rispetto ai metodi fisici, i metodi statistici di solito sono semplici e forniscono risultati accurati con ridotto sforzo computazionale.

Zhongling Guo in [39] ha presentato e comparato a dati sperimentali due semplici modelli fisici per la stima della velocità media oraria del vento in cui si suppone una variazione sinusoidale giornaliera. Questo modello è molto semplice ma abbastanza approssimativo. Nel caso in cui il modello fornisca una velocità negativa, l'ora in esame viene considerata senza vento (stato di calma). Questi modelli richiedono in ingresso la velocità media e/o massima giornaliera.

$$W_{hd} = \bar{W}_d + \frac{1}{\pi} W_{d \text{ Max}} \cos\left(\frac{h \pi}{12}\right)$$

$$W_{hd} = \bar{W}_d + \frac{1}{2} \bar{W}_d \cos\left(\frac{h \pi}{12}\right)$$

Dove:

W_{hd} = velocità media all'ora h del giorno d

\bar{W}_d = velocità media nel giorno d

$W_{d \text{ Max}}$ = velocità massima nel giorno d

Nella presente trattazione si ricorrerà ad un metodo statistico per la stima della velocità del vento. L'equazione che meglio approssima la distribuzione della

frequenza di velocità del vento è la funzione di Weibull, questa è completamente nota una volta noti i due parametri caratteristici:
Fattore di forma “k” (adimensionale) e Fattore di scala “A” (m/s).

$$p(v) = \left(\frac{k}{A}\right) \left(\frac{v}{A}\right)^{k-1} \cdot \exp \left[-\left(\frac{v}{A}\right)^k \right]$$

Esistono varie tecniche per stimare la distribuzione di Weibull e fondamentalmente prevedono la stima del fattore di forma e di scala, partendo da dati deterministici (misurazioni storiche dirette) o probabilistici (distribuzione della frequenza). I dati possono essere forniti in termini di range o “bins” di velocità che contengono un numero noto di misure ciascuno.

In [47] Seguro e Lambert hanno presentato alcuni metodi per il calcolo dei coefficienti della distribuzione di Weibull, nel caso in cui si abbia a disposizione una serie di dati orari giornalieri oppure la distribuzione di probabilità della frequenza della velocità del vento.

$$k = \left(\frac{\sum_{i=1}^n v_i^k \ln(v_i) \cdot P(v_i)}{\sum_{i=1}^n v_i^k \cdot P(v_i)} - \sum_{i=1}^n \ln(v_i) \cdot P(v_i) \right)^{-1}$$

$$A = \left(\sum_{i=1}^n v_i^k \cdot P(v_i) \right)^{\frac{1}{k}}$$

Dove:

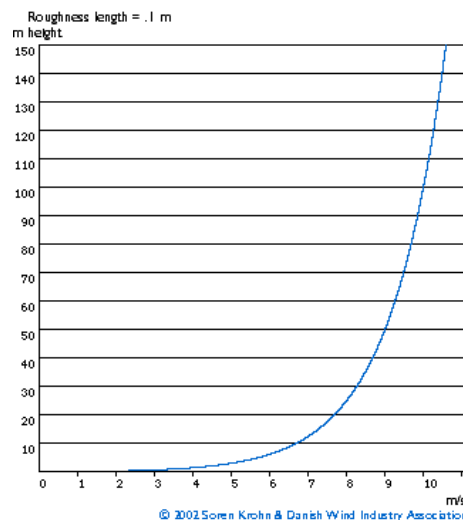
v_i = valore centrale del bin i-esimo di cui è fornita la frequenza

$P(v_i)$ = frequenza relativa al bin i-esimo

Una volta calcolato per via numerica il fattore di forma, il fattore di scala A può essere calcolato in maniera diretta.

La velocità del vento in un dato sito varia in maniera logaritmica con l'altezza dal suolo "z" e dipende dalla rugosità del terreno "z_o". Questa dipendenza è utilizzabile nel caso in cui, avendo a disposizione dei dati di velocità relativi ad una determinata altezza dal suolo, si voglia stimare la velocità del vento ad una quota qualsiasi, ad esempio all'altezza del mozzo dell'aerogeneratore:

$$\frac{v}{v_r} = \frac{\ln\left(\frac{z}{z_o}\right)}{\ln\left(\frac{z_r}{z_o}\right)}$$



Dove v è la velocità del vento riportata all'altezza z desiderata, v_r e z_r sono rispettivamente la velocità di riferimento del vento e la quota a cui essa è misurata. La rugosità z_o "Roughness length" è un valore fisico difficilmente stimabile con esattezza, sono comunque forniti valori indicativi tabellati [48]. La rugosità varia da 0.01 mm per superfici ghiacciate o laghi, arrivando fino a 3000 mm nel caso di centri abitati con alti edifici.

In [29] sono ottenuti i valori mensili di frequenza della velocità del vento a 50m di altezza (medi nel decennio 1983-1993), sarà fatto riferimento alla media annuale riportando i valori di velocità ad un'altezza di circa 4m, quota plausibile di installazione dell'aerogeneratore, sarà considerata una rugosità $z_o = 10$ mm

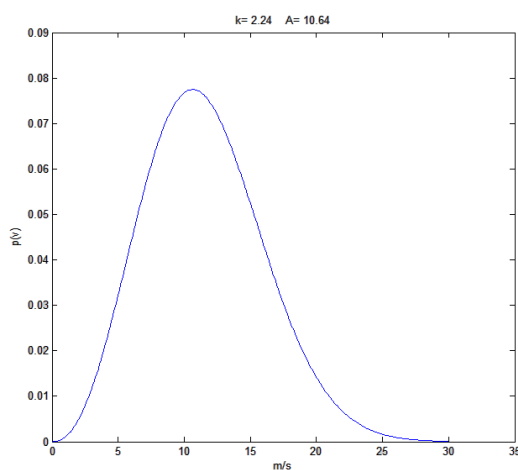
corrispondente ad un terreno di tipo pascolo irregolare. I valori presi in considerazione sono quindi i seguenti:

	Gennaio			Febbraio			Marzo		
Velocità m/s	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7
Frequenza %	21	72	7	22	71	7	21	75	4
	Aprile			Maggio			Giugno		
Velocità m/s	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7
Frequenza %	23	74	3	35	64	3	35	64	3
	Luglio			Agosto			Settembre		
Velocità m/s	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7
Frequenza %	39	61	0	39	61	0	32	67	1
	Ottobre			Novembre			Dicembre		
Velocità m/s	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7
Frequenza %	26	73	1	26	71	3	28	68	4
	MEDIA ANNUA								
Velocità m/s	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7	0-1.4	1.4-4.2	4.2-7
Frequenza %	28	70	2	28	70	2	28	70	2

Applicando il modello di Seguro e Lambert (mediante la funzione “fzero()” di Matlab) si ottengono i seguenti coefficienti di forma e di scala

$$k = 2.24$$

$$A = 10.64$$



4. Modello del carico

L'andamento nel tempo dei consumi di una data utenza, o aggregato di utenze, può essere rappresentato mediante il diagramma di carico che rappresenta l'andamento temporale della potenza assorbita in un certo intervallo di tempo. Il diagramma di carico è un dato fondamentale al fine del dimensionamento in un impianto off-grid.

Tipicamente questi profili vengono ottenuti mediante misure dirette o mediante l'utilizzo di modelli di carico.

I modelli di carico possono essere ottenuti mediante l'analisi di serie storiche di dati come in [43] o partendo dalle caratteristiche tecniche e temporali dei singoli carichi (*bottom-up models*) come in [44][45]; In questo secondo caso i modelli risultano tanto più complessi quanto sono dettagliati a livello spaziale (gruppo di utilizzatori o singolo utilizzatore) e temporale (consumo medio giornaliero o orario) e in proporzione alla dimensione del problema da analizzare, a causa della grande quantità di dati necessaria e spesso non disponibile.

C'è da osservare inoltre che il carico elettrico fondamentale dipende da parametri sociali, economici e demografici, in [41][42] sono presentati due modelli di carico domestico per agglomerati composti da molti nuclei familiari nei quali si tiene conto di questi fattori.

Nel caso in esame il carico è costituito da una piccola utenza domestica sulla quale non abbiamo nessuna indicazione circa gli utilizzatori elettrici presenti, andremo quindi a ipotizzare una situazione ragionevole.

Il modello è realizzato prendendo in riferimento lo studio condotto dal CESI nel 2005 [45] nel quale è calcolato un diagramma di carico "tipo" degli utilizzatori: partendo da una serie di dati sia statistici e deterministici relativi al singolo

utilizzatore, mediante un codice vengono calcolate in maniera probabilistica (estrazioni di tipo Montecarlo) le modalità di utilizzo dei singoli utilizzatori presenti in un'abitazione e a partire da queste è ricavato il loro diagramma di carico medio.

I dati sono stimati con passi di 15minuti, quindi il profilo di carico orario sarà ottenuto considerando la potenza media nell'ora in esame.

La struttura TOB è concepita come un modulo abitativo avente superficie abitativa di circa 30mq. Tenendo presente che è stato ideato con l'obiettivo di fornire energia e servizi essenziali in zone isolate, andremo a considerare i seguenti utilizzatori:

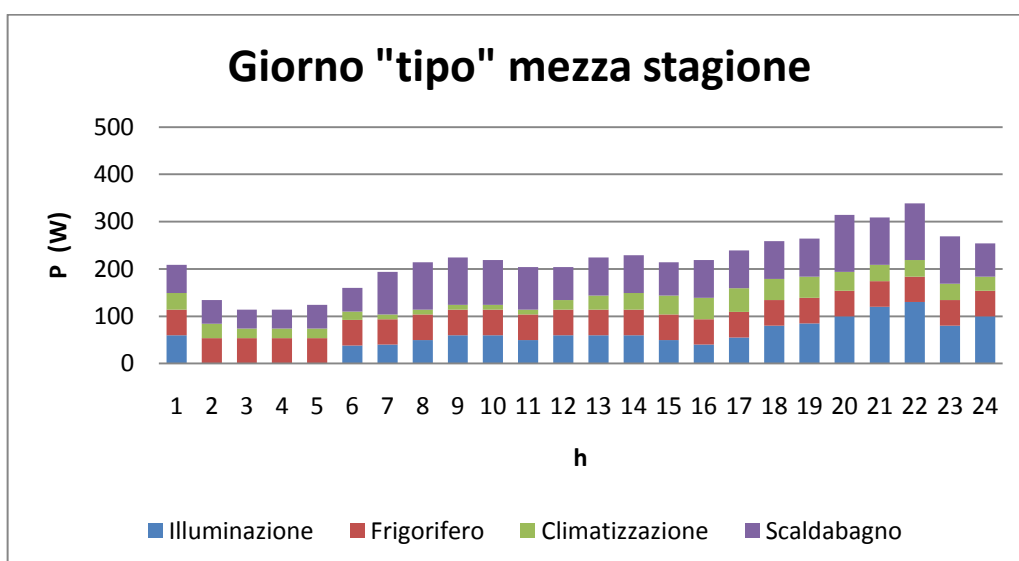
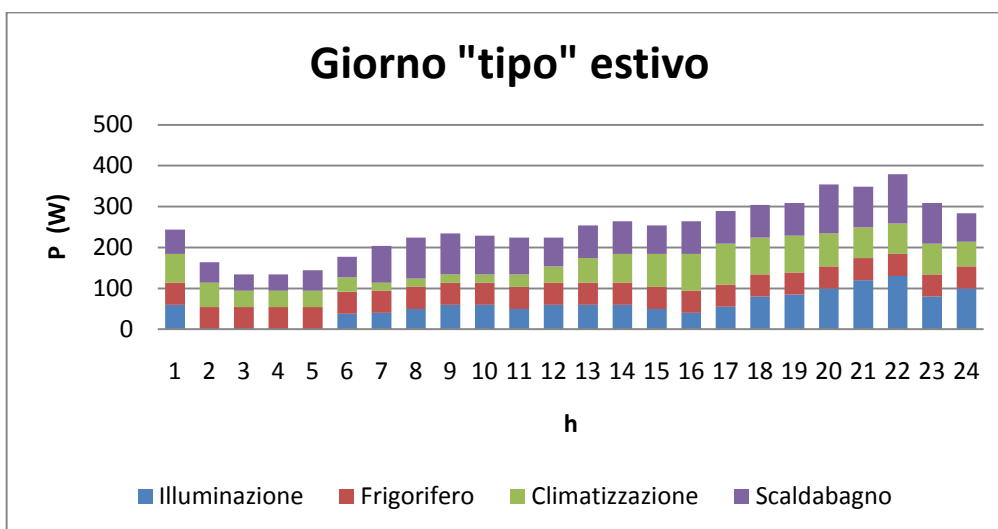
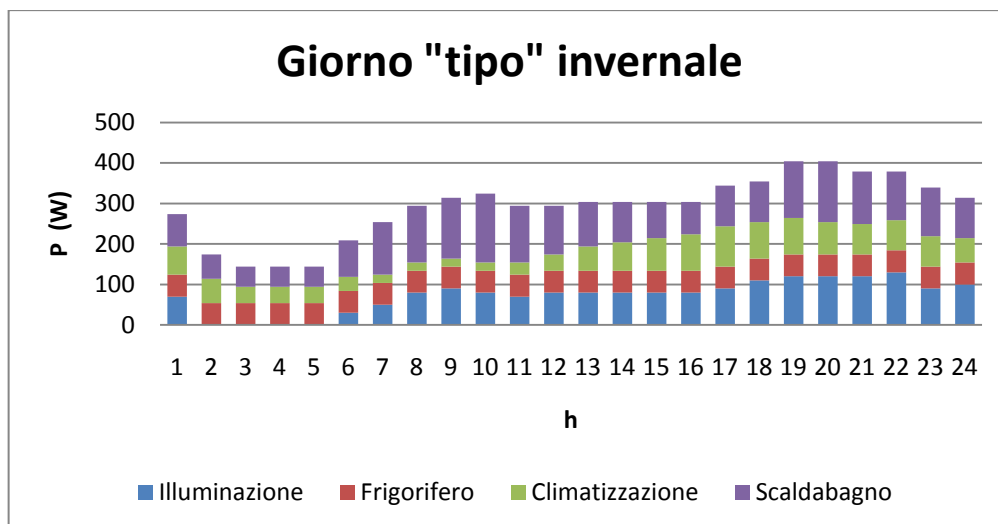
- Frigorifero: $P_{\text{non}} = 150\text{W}$
- Scaldabagno 10 litri: $P_{\text{non}} = 1300\text{W}$
- Climatizzatore: $P_{\text{non}} = 1150\text{W}$
- Potenza installata per illuminazione: $P_{\text{ins}} = 150\text{W}$

Il profilo di carico orario stagionale è ottenuto sommando i profili orari dei singoli utilizzatori. Nello studio del CESI sono stati presi in considerazione solo i dati estivi e invernali, nella presente il profilo per la “mezza stagione” è ottenuto da quello estivo considerando che il consumo per la climatizzazione sia dimezzato.

Il giorno “tipo” invernale sarà considerato come profilo giornaliero dal 1° Novembre al 1° Marzo.

Il giorno “tipo” estivo sarà considerato come profilo giornaliero dal 1° Giugno al 1° Settembre.

Il giorno “tipo” mezza-stagione sarà considerato come profilo giornaliero per la restante parte dell'anno.



5. Criteri di ottimizzazione

5.1. Generalità

Lo scopo dell'ottimizzazione è fondamentalmente quello di andare a determinare il numero di componenti del sistema ibrido, cioè la potenza fotovoltaica, eolica e di accumulo installata, tale che sia raggiunto un compromesso tra l'affidabilità del sistema ed il suo costo; cioè il risultato dell'ottimizzazione è quello che garantisce la massima affidabilità al minimo costo complessivo.

A causa dell'intermittenza della potenza generata, essendo di natura alquanto aleatoria, la stima dell'affidabilità del sistema è un punto importante nel percorso di ottimizzazione. L'affidabilità può essere definita come la capacità del sistema di adempiere al proprio scopo, che nel caso dei sistemi elettrici è quello di coprire il carico; in generale è espressa in termini di probabilità. Come è intuibile l'affidabilità è funzione della disponibilità dei componenti nonché della disponibilità energetica del sistema. In letteratura scientifica [49] sono stati presentati vari metodi per la stima dell'affidabilità in impianti off-grid, tra cui il "Loss of load Probability" (LOLP) "Sistem Performance Level" (SPL), il "Loss of Load Hours" (LOLH) e il "Loss of Power Supply Probability" (LPSP). Tutti questi indici di affidabilità stimano appunto, ognuno con le proprie peculiarità, la probabilità che in un determinato lasso di tempo (tipicamente un anno) il carico non sia stato coperto dalla potenza generata.

L'LPSP è un metodo fra i più utilizzati, ed è definito come il rapporto tra il numero di ore in cui il carico non è stato coperto e il numero di ore del periodo in esame, ed è l'indice che sarà usato nella presente trattazione.

L'altro aspetto chiave è l'analisi economica, in molti lavori pubblicati, fra cui [50], si va a considerare il costo annualizzato dell'impianto, comprendendo i costi di

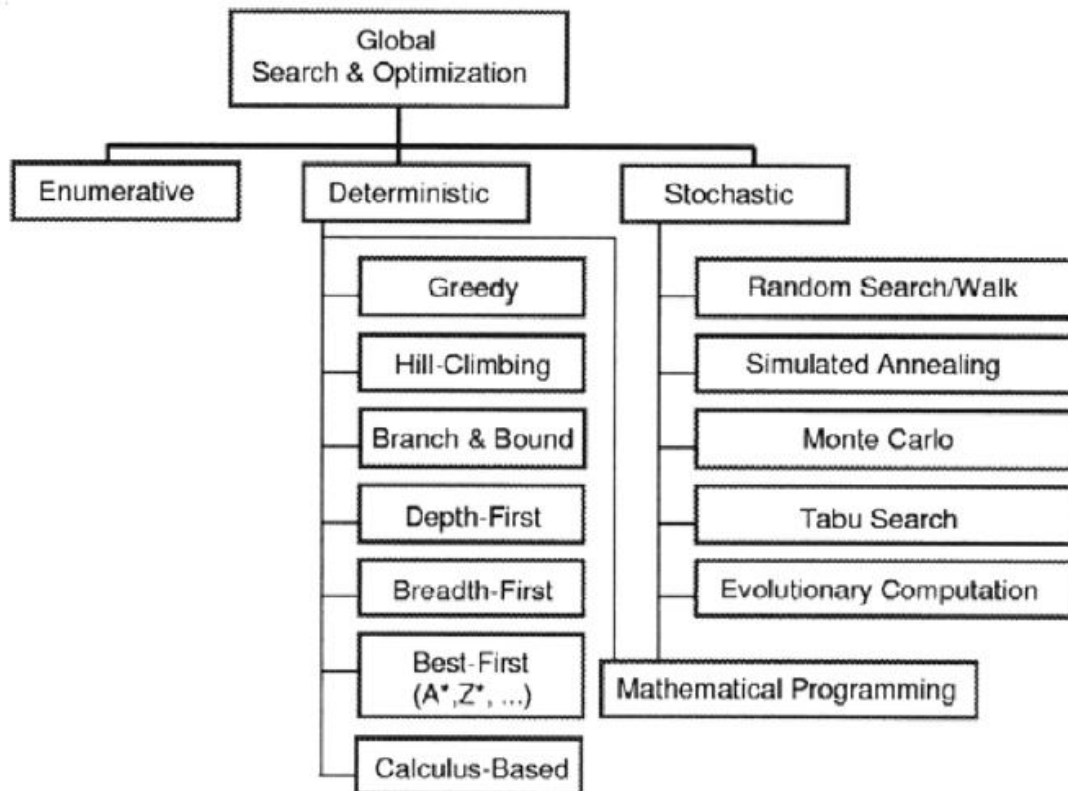
sostituzione dei componenti danneggiati, con conseguente stima dell'affidabilità dei componenti e della vita utile degli stessi in funzione delle condizioni operative previste. In questo modo è possibile andare a valutare i tempi di rientro dell'investimento. Nel caso in esame una tale analisi, seppur interessante, può essere evitata in quanto l'obiettivo del progetto del progetto TOB è unicamente quello di produrre i fabbricati e demandarne la manutenzione e la gestione in loco. Inoltre per facilitare tale meccanismo è previsto che i convertitori statici non siano degli standard commerciali, ma assemblati direttamente in laboratorio in modo che in caso di guasto siano facilmente riparabili a basso costo, sostituendo l'elemento danneggiato; quindi risulta evidente che un'analisi della disponibilità degli stessi trova poco senso dal momento in cui i tempi di disservizio possono prolungarsi a lungo, vista la natura stessa della destinazione cioè aree isolate in cui non si abbia immediata disponibilità di componenti adeguati.

Riassumendo quanto detto, l'affidabilità del sistema è calcolata tenendo unicamente conto della disponibilità energetica, e saranno considerati i soli costi di acquisto degli array fotovoltaici, delle turbine eoliche e delle batterie, quindi la funzione di costo sarà una funzione lineare con il numero dei componenti.

L'ottimizzazione presentata è identificabile con un problema multi-obiettivo che consiste nel trovare la soluzione che contemporaneamente porta a minimizzare la funzione di costo e a massimizzare l'affidabilità del sistema. Ovviamente i due obiettivi sono tra loro conflittuali, infatti un aumento della potenza installata porta ad un aumento del costo e ad una diminuzione dell'energia non fornita. Si dimostra che un problema multi-obiettivo di questo tipo non ha soluzione univoca, ma esiste un insieme di soluzioni che verificano (fronte di Pareto). La scelta di una soluzione all'interno dell'insieme delle soluzioni è soggettiva, in quanto richiede necessariamente di dare un giudizio sull'importanza relativa dei diversi obiettivi.

In questo caso però il problema di ottimizzazione può essere semplificato esprimendolo come un problema di minimo vincolato, minimizzando la sola funzione di costo e vincolando la soluzione a verificare un valore massimo di LPSP stabilito a priori.

I problemi di ottimizzazione possono essere affrontati attraverso varie tecniche che saranno ora descritte in breve [51]:



-Metodo Enumerativo

Il metodo enumerativo rappresenta l'approccio di ottimizzazione meno efficiente ma più robusto ed efficace, esso consiste nella valutazione di tutte le possibili soluzioni. Questo approccio è efficace solo in caso di problemi a variabili discrete, dal momento che la valutazione di tutte le possibili soluzioni è realizzabile solo se il numero di soluzioni è finito. Potrebbe essere applicato anche a problemi con variabili continue ma richiede in questo caso una preventiva discretizzazione delle variabili. In pratica, a causa dell'alto costo computazionale tale approccio può essere applicato solo a problemi con poche variabili definite in un dominio ristretto.

-Metodi Deterministici

I metodi deterministici, sono algoritmi di ottimizzazione che esaminano in modo esaustivo lo spazio di ricerca fino ad arrivare alla sua precisa identificazione. L'uso di algoritmi deterministici è tipicamente basato sul presupposto che la funzione obiettivo sia caratterizzata da alcune proprietà come la linearità, la derivabilità eccetera. Queste assunzioni garantiscono che il punto di minimo trovato sia sicuramente di minimo globale per la funzione nello spazio di riferimento.

Per quanto detto, l'uso efficace di questi metodi è limitato a un piccolo sottoinsieme dei problemi di ottimizzazione multi-obiettivo.

-Metodi Stocastici

I metodi stocastici, a differenza di quelli deterministici, sono algoritmi di ottimizzazione che si caratterizzano per avere al loro interno delle componenti probabilistiche che influenzano, in modo più o meno rilevante, la direzione di ricerca del punto di ottimo. Questi metodi non richiedono ipotesi restrittive o informazioni sulla funzione obiettivo. Per la totale assenza di restrizioni e per la capacità di poter operare sia in spazi continui che discreti, questo tipo di approccio può essere applicato in generale. Per contro, i principali svantaggi di tali metodi sono la mancanza della certezza che la soluzione trovata sia quella di ottimo globale. L'approccio stocastico più semplice è il Metodo MonteCarlo; in questa tecnica lo spazio di ricerca viene campionato in modo casuale N volte: se il punto campionato è migliore della soluzione migliore finora trovata, viene mantenuto, altrimenti viene abbandonato. La soluzione migliore al termine degli N campionamenti sarà considerata la soluzione migliore e quindi l'ottimo globale per il problema.

Tra i metodi stocastici esiste una sotto categoria chiamata "Evolutiva" che unisce all'approccio probabilistico alcuni criteri di valutazione per generare la soluzione successiva, questa classe merita una descrizione a parte.

-Algoritmi Evolutivi

Gli algoritmi evolutivi si basano sul principio dell'evoluzione delle specie, teorizzato per la prima volta da Charles Darwin nella seconda metà del diciannovesimo secolo. La selezione naturale si basa sul principio secondo cui le specie animali e vegetali che meglio si adattano all'ambiente che le circonda sono quelle che hanno la maggior probabilità di riprodursi. Di conseguenza, sono gli individui che meglio si adattano all'habitat esterno a trasmettere alle generazioni successive le loro caratteristiche genetiche distintive, le stesse che hanno permesso loro di vincere la sfida per la sopravvivenza. Questo principio dà luogo al processo di evoluzione delle specie, grazie al quale ogni specie vivente può sopravvivere e far fronte con successo alle modifiche dell'ambiente esterno da cui dipendono.

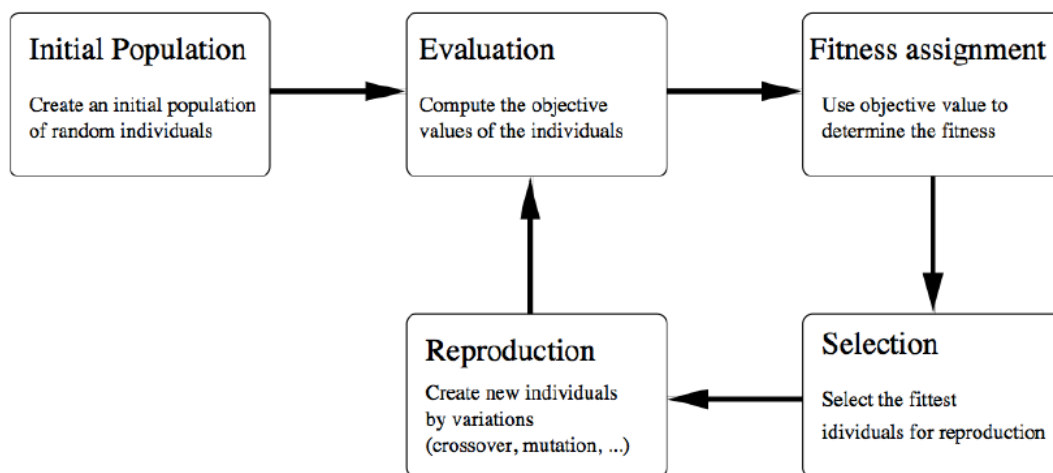
Ogni individuo nasce con un corredo genetico unico, che si basa, per la maggior parte, su quello dei genitori e, in parte minore, su alcune mutazioni casuali. Entrambi gli apporti genetici sono responsabili delle nuove caratteristiche di cui l'individuo è portatore. Le caratteristiche che sopravvivono alle generazioni sono quelle che portano un miglioramento nella capacità degli individui di sopravvivere, mentre quelle che portano ad un peggioramento non vengono trasmesse. I cambiamenti fra una generazione e l'altra sono minimi, ma il loro accumularsi lungo un arco di tempo sufficientemente ampio porta a modifiche che sono decisive nella specie. La teoria dell'evoluzione delle specie si basa su tre presupposti:

- Selezione
- Riproduzione
- Variazione

La selezione è il processo nel quale vengono scelti per la riproduzione gli individui che meglio si sono distinti in termini di adattamento all'ambiente. La riproduzione (o ricombinazione) consiste nel trasmettere le caratteristiche genetiche da due individui detti genitori, ad un nuovo individuo, detto figlio. Tramite la variazione (o

mutazione) avviene la modifica casuale del patrimonio genetico, in modo che possibili miglioramenti possano determinarsi.

Gli algoritmi basati sul principio evolutivo simulano ciò che accade in natura. Per fare questo va definita la popolazione iniziale di possibili soluzioni, la quale viene, di generazione in generazione, modificata seguendo una linea evoluzionistica che porta la popolazione sempre più ad adattarsi alla funzione di fitness, che rappresenta l'obiettivo. Questo avviene grazie all'uso di particolari regole, dette euristiche, che garantiscono la sopravvivenza alle soluzioni migliori, guidando così l'algoritmo verso la soluzione migliore. In linea generale, gli algoritmi che sfruttano il principio evolutivo seguono il diagramma di flusso del tipo:



Gli algoritmi evolutivi sembrano particolarmente adatti a risolvere problemi di ottimizzazione multi-obiettivo, perché trattano contemporaneamente con una serie di possibili soluzioni (la cosiddetta popolazione). Ciò permette di trovare numerosi membri dell'insieme di Pareto ottimale in una singola esecuzione dell'algoritmo.

Per contro, bisogna dire che non c'è la garanzia della ricerca di soluzioni ottimali in un ammontare di tempo limitato.

5.2. Algoritmo Genetico

L'algoritmo genetico (definito con l'acronimo GA) fa parte degli Algoritmi Evolutivi ed è stato sviluppato per la prima volta nel 1975 da John Henry Holland anche se venne delineato già nel 1950 da Alan Turing. Il suo funzionamento è ispirato alla teoria Darwiniana dell'evoluzione delle specie, fenomeno naturale per cui solo gli individui più adatti e meglio dotati sopravvivono. L'algoritmo genetico non opera su una singola soluzione, come avviene con la maggior parte degli algoritmi, bensì su un insieme di soluzioni.

Ogni soluzione (o individuo) viene rappresentato mediante il proprio patrimonio genetico in una stringa detta cromosoma, la quale è suddivisa in tante unità, dette geni, che sono utilizzate per rappresentare le variabili del problema. Esse vengono codificate in modo che ad ogni punto dello spazio campionario corrisponda una sola stringa di codifica, denominata appunto cromosoma. Gli algoritmi genetici operano quindi su questa popolazione di cromosomi che vengono fatti riprodurre selettivamente in base alle prestazioni dei fenotipi a cui danno origine rispetto al problema da risolvere (valutazione dei cromosomi in base ad una funzione valutativa "Funzione Fitness" che in generale coincide con la funzione obiettivo). Durante il processo riproduttivo le repliche dei cromosomi degli individui migliori vengono accoppiate casualmente e parte del materiale genetico viene scambiato, mentre alcune piccole mutazioni alterano localmente la struttura del codice genetico. Le nuove strutture genetiche vanno quindi a rimpiazzare quelle dei loro genitori dando luogo ad una nuova generazione di individui. Lo scopo dell'algoritmo è quello di "spostare", di generazione in generazione, la popolazione verso una composizione ottimale degli individui che la formano in relazione al problema in esame. Gli algoritmi genetici si basano quindi su tre operatori principali:

- La riproduzione selettiva degli individui migliori
- La ricombinazione genetica (crossover)
- Mutazioni casuali dei cromosomi

Codifica

Con il termine “codifica genetica” ci si riferisce al tipo di rappresentazione che viene utilizzata per identificare le soluzioni del problema nei cromosomi. Un tipo di codice usato molto frequentemente è la codifica binaria.

Selezione dei cromosomi (Funzione Fitness)

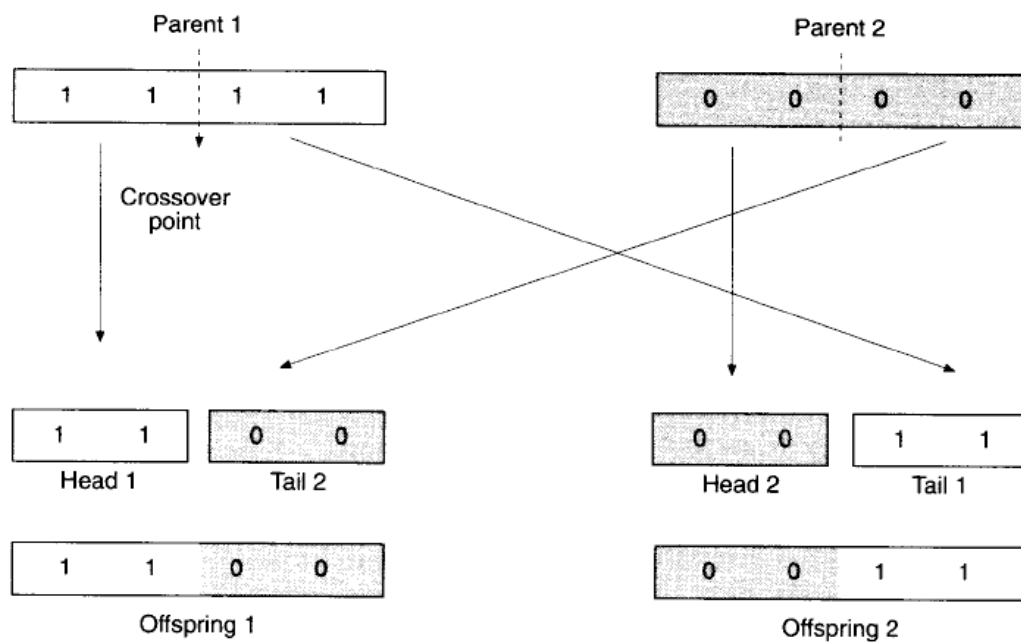
La “Funzione Fitness” è la funzione di valutazione che serve per giudicare le prestazioni di ciascun cromosoma rispetto al problema che si vuole risolvere: essa fornisce un valore numerico per ciascun individuo proporzionale alla bontà della soluzione offerta. Di conseguenza gli individui che presentano valori di fitness più elevati sono i più adatti all’ambiente e quindi hanno maggiori probabilità di sopravvivere e di riprodursi. Tipicamente la funzione Fitness coincide con la funzione obiettivo da minimizzare.

Riproduzione

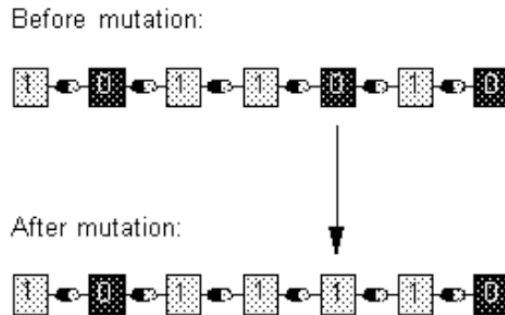
Una volta definito il tipo di codifica e la funzione di fitness, il primo passo consiste nella creazione di una popolazione iniziale di stringhe genetiche. Solitamente la popolazione iniziale è composta da stringhe casuali. Ciascuna stringa di questa generazione viene decodificata e valutata in base alla funzione di fitness. Il processo di riproduzione selettiva consiste nello scegliere gli individui (detti genitori) che partecipano alla creazione di nuovi individui nella popolazione (detti figli). La loro scelta viene effettuata mediante la funzione fitness, e maggiore sarà l’adattamento, maggiore sarà la probabilità di scelta del cromosoma. In questo modo è auspicabile che le nuove soluzioni risultino di maggiore qualità (in termini della funzione di fitness) rispetto a quella attribuibile a chi li ha generati. Le nuove soluzioni vengono generate mediante due metodi: “Crossover” e “Mutazione”:

La fase di crossover è quella in cui avviene lo scambio delle informazioni genetiche dai genitori ai figli. In questo modo i figli vengono dotati di un corredo genetico

basato su quello dei genitori. Il ruolo di questo operatore è quello di ricombinare (crossing-over) parte della stringa cromosomica dei due genitori al fine di formare due nuove stringhe. In questo modo il patrimonio genetico dei genitori viene trasmesso ai figli ricombinato, nella speranza che risulti migliore. Per ciascuna delle coppie viene scelto un punto d'incrocio casuale attorno al quale viene effettuato uno scambio reciproco di materiale genetico, come rappresentato in figura:



L'operazione di crossover, non introduce nuovi valori dei geni ma si limita solamente a rimescolare quelli presenti. Questo comporta dei rischi per l'algoritmo. A tal proposito risulta fondamentale l'operatore di mutazione, per quanto riguarda la rapidità nell'esplorare lo spazio di ricerca; la mutazione infatti porta un po' di casualità in essa in modo che nessun punto dello spazio abbia probabilità nulla di essere esaminato. In pratica si concretizza con la scelta, nei cromosomi figli, di uno o più geni a cui vengono assegnati dei valori in modo casuale, diversi da quelli che avrebbero ricevuto dai genitori. Il processo di mutazione è mostrato in figura:



La nuova popolazione di stringhe rimpiazza parzialmente o completamente le vecchie stringhe. Il processo di codifica, valutazione, riproduzione selettiva crossover e mutazione si ripete ed ogni ciclo dell'algoritmo è detto generazione e fornisce un'insieme di possibili soluzioni al problema.

5.3. Modello per l'ottimizzazione

Il problema di minimo vincolato necessario per l'ottimizzazione del sistema è stato risolto in Matlab® mediante la funzione `ga()` presente nel suo "*Global Optimization Toolbox*", gli script sono mostrati in appendice.

Il sistema gestisce un vettore "x" di 3 incognite (cromosoma), che corrispondono rispettivamente a:

x_1 = n° dei moduli fotovoltaici

x_2 = n° di turbine eoliche

x_3 = n° di batterie

Il formalismo della funzione `ga()` prevede l'uso di due file, il primo contenente la funzione obiettivo, cioè la funzione di costo, e l'altro contenente il calcolo dell'LPSP usato come vincolo non lineare per le variabili x_i .

5.3.1. Funzione obiettivo

Per quanto riguarda i moduli fotovoltaici e le batterie, nel contesto del progetto TOB sono definite solo le caratteristiche generali.

Per quanto riguarda l'aerogeneratore è stata supposta una macchina di dimensioni fisiche limitate, visto che la struttura TOB presenta dimensioni ridotte. I dati sono riassunti di seguito:

Moduli Fotovoltaici:

Potenza: 240 Wp

Tensione a vuoto in condizioni standard: 37 V

Corrente di corto circuito in condizioni standard: 7.88 A

Non avendo specificato il modello, è stata effettuata una ricerca in rete, ed è stato riscontrato che il prezzo medio unitario per pannelli di questa potenza si aggira attorno ai 400 €.

Per i parametri del modello si farà riferimento al modulo: "*Panasonic N240*" [52]

Batterie:

Tensione nominale: 12V

Capacità nominale: 120 Ah

Non avendo specificato il modello, è stata effettuata una ricerca in rete, ed è stato riscontrato che il prezzo medio unitario per batterie adatte a cicli ripetuti di carica scarica [53] si aggira attorno ai 200 €.

Aerogeneratore:

[54] FutureEnergy mod. FE1048U a cinque pale, generatore a magneti permanenti a 4 poli con raddrizzatore trifase di uscita.

Potenza nominale: 1kW

Velocità di cut-in: 2m/s

Velocità di cut-off: 14m/s

Velocità angolare nominale: 8m/s

Angolo di pitch fisso: 25°

Altezza mozzo: 4mt

Raggio rotore 0.9mt

Costo unitario: 1000€

La funzione di costo come detto precedentemente tiene conto soltanto dei costi iniziali di acquisto dei moduli fotovoltaici, degli aerogeneratori e delle batterie:

$$C_{tot}(x) = x_1 \cdot 400\text{€} + x_2 \cdot 1000\text{€} + x_3 \cdot 200\text{€}$$

5.3.2. Funzione di vincolo

Il vincolo imposto alle variabili del problema vuole che la soluzione a minimo costo trovata dia luogo ad un valore di LPSP inferiore ad un valore definito a priori.

La scelta del valore limite da attribuire all'LPSP in un sistema dipende fondamentalmente dalla natura del carico e dai costi di installazione: risulta infatti evidente che se l'impianto, ad esempio, fosse destinato ad alimentare apparecchiature mediche o sistemi che mal sopportano prolungate assenze di alimentazione, come celle frigorifere utilizzate per attività produttive, piuttosto che carichi meno delicati quali elettrodomestici, per questi due casi la scelta dell'LPSP potrebbe essere ben diversa con conseguente variazione dei costi di installazione. Valori tipici [50] per sistemi off-grid vanno da un massimo del 10% (30.6 giorni annui di mancata fornitura) a un minimo dell' 1% (3.6 giorni annui di mancata copertura).

Avendo supposto che il sistema vada ad alimentare un'utenza domestica, e che comunque è presente un gruppo Diesel che agisce come backup, si può tranquillamente assumere un valore di LPSP pari al 5% corrispondente a 18.3 giorni annui di mancata copertura del carico.

$$LPSP(x) < 0.05$$

Il vincolo non lineare è articolato come segue:

Per ogni ora dell'anno viene effettuato il bilancio energetico supponendo costanti nell'ora le potenze erogate e assorbite, se ad una certa ora dell'anno la potenza generata dalle sorgenti primarie e dalle batterie è inferiore al valore del carico questa ora (o parte di essa, come sarà illustrato di seguito) verrà conteggiata come periodo di energia non fornita.

L'LPSP sarà calcolato come rapporto tra le ore di mancata fornitura e le ore che compongono il periodo in esame T, cioè le 8760 ore annue.

$$LPSP = \frac{\sum_T t(P_{gen} < P_{load})}{T}$$

Il calcolo dell'LPSP all'interno del file Matlab® di vincolo sarà effettuato usando un modello semplificato del sistema, che tenga conto delle caratteristiche principali dei vari componenti ma che non aumenti eccessivamente lo sforzo computazionale.

5.4. Modello del sistema per il calcolo del vincolo

Sarà ora presentato il modello semplificato utilizzato per il calcolo dell'affidabilità del sistema. Come già accennato precedentemente la risoluzione temporale utilizzata per l'ottimizzazione sarà di un'ora, nella quale saranno considerati costanti i valori dei parametri ambientali e quindi le potenze generate dalle fonti rinnovabili e la potenza del carico. In un'analisi di questo tipo quindi la dinamica

dei componenti e dei convertitori può essere tranquillamente trascurata, e sarà considerato un modello a regime del sistema, diminuendo lo sforzo computazionale del risolutore.

In particolare andremo a considerare che le due fonti primarie rinnovabili vadano a lavorare in logica Mppt, quindi andremo a definire unicamente la massima potenza prodotta in funzione dei dati ambientali. Per quanto riguarda gli accumulatori la presenza di un convertitore bidirezionale di interfaccia con il bus porta a problemi sulla esatta valutazione del loro punto di lavoro, quindi sarà usata una logica cautelativa, andando a stimare la massima potenza assorbibile ed erogabile in funzione del solo stato di carica residuo alla fine dell'ora precedente.

La logica di calcolo dell'LPSP può essere riassunta come segue:

1- BILANCIO DI POTENZA:

Per ogni ora dell'anno si effettua la somma algebrica delle potenze generate e assorbite dal sistema, la quota di surplus o deficit è associata alla batteria.

2- VERIFICA DELLA COPERTURA:

In base al valore dello stato di carica alla fine dell'ora precedente si stima la massima potenza erogabile dal sistema di accumulo nell'ora in esame e la si confronta con la quota di potenza associata alla batteria calcolata al punto precedente. Supponendo ad esempio il caso di deficit, se il deficit di potenza è superiore alla massima potenza erogabile allora si suppone che il carico non sia stato coperto completamente e sarà incrementato l'indice LPSP di una certa quantità (vedremo dopo); viceversa il carico è considerato coperto e l'LPSP non viene incrementato.

3- CALCOLO DEL SOC DELL'ORA SUCCESSIVA:

Qualunque sia il risultato della verifica di copertura si va a calcolare (mediante integrazione della corrente) lo stato di carica degli accumulatori all'ora successiva, così il loop riparte dal punto 1 ripetendosi per tutte le ore dell'anno.

5.4.1. Array fotovoltaico

Si suppone che durante il normale funzionamento del sistema, l'array vada a lavorare prevalentemente in logica MPPT (maximum power point tracking) mediante un opportuno convertitore statico, quindi al fine del calcolo della potenza generata, sarà considerato un modello semplificato che consideri solo la massima potenza erogata [55] in funzione dell'irraggiamento e della temperatura, trascurando la dinamica dell'azione di Mppt effettuata dal convertitore. La massima potenza estraibile da un modulo fotovoltaico può essere ottenuta come prodotto tra la tensione a vuoto per la corrente di cortocircuito corretta mediante il *Fill Factor*.

La corrente di corto circuito, come noto, risulta essere praticamente proporzionale all'irraggiamento e poco dipendente dalla temperatura del modulo, quindi andando considerare la sola dipendenza dall'irraggiamento abbiamo:

$$I_{sc} = I_{sco} \left(\frac{G}{G_o} \right)^\alpha$$

Dove

$G_o = 1000 \text{ W/m}^2$ Irraggiamento standard

I_{sco} = Corrente di corto circuito del modulo in condizioni standard $T=25^\circ\text{C}$ e $G=G_o$

α = coefficiente che tiene conto delle non linearità con l'irraggiamento

Facendo riferimento al modello equivalente ad un diodo e resistenza serie della cella fotovoltaica, la relazione tra tensione a vuoto del modulo e irraggiamento segue un andamento di tipo logaritmico sulla base dell'equazione del diodo ideale, e la sua dipendenza dalla temperatura è dovuta alla variazione della corrente di saturazione del diodo e della resistenza parallelo interna con la temperatura stessa.

$$V_{oc} = \frac{V_{oc0}}{1 + \beta \ln \left(\frac{G}{G_o} \right)} \left(\frac{T_o}{T} \right)^\gamma$$

dove

$T_o = 25^\circ\text{C}$ temperatura standard

V_{oc0} = Tensione a vuoto del modulo in condizioni standard $T=25^\circ\text{C}$ e $G=G_o$

γ = coefficiente che tiene conto delle non linearità con la temperatura

β = parametro adimensionale dipendente dalla tecnologia del modulo

Il Fill Factor è il fattore che tiene conto della non idealità della caratteristica IV del modulo fotovoltaico, ed è funzione della resistenze serie del modulo secondo la:

$$FF = FF_o \left(1 - \frac{R_s}{\frac{V_{oc}}{I_{sc}}} \right)$$

Con

$$FF_o = \frac{v_{oc} - \ln(v_{oc} + 0.72)}{1 + v_{oc}}$$

Dove FF_o è il Fill Factor ideale, senza l'effetto delle resistenze parassite, mentre:

$$v_{oc} = \frac{V_{oc}}{V_t} = \frac{V_{oc}}{nKT/q}$$

È la tensione a vuoto normalizzata rispetto alla tensione termica V_t , con:

$q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ è la carica dell'elettrone

$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ è la costante di Boltzmann

T = Temperatura della giunzione in Kelvin

n = Indice di idealità del diodo ($0 < n < 2$)

Quindi la massima potenza erogabile dal modulo fotovoltaico è espressa da:

$$P_{max} = FF \cdot V_{oc} \cdot I_{sc}$$

$$P_{max} = \frac{v_{oc} - \ln(v_{oc} + 0.72)}{1 + v_{oc}} \cdot \left(1 - \frac{R_s I_{sc}}{V_{oc}} \right) \cdot \frac{V_{oc0}}{1 + \beta \ln\left(\frac{G}{G_o}\right)} \left(\frac{T_o}{T} \right)^\gamma \cdot I_{sc0} \left(\frac{G}{G_o} \right)^\alpha$$

Quindi la massima potenza erogabile da un array "A" composto da N_s moduli collegati in serie e N_p moduli in parallelo è data da:

$$P_A = FF V_A I_A = FF N_s V_A N_p I_A = N_s N_p P_{max}$$

I cinque parametri incogniti: $\alpha, \beta, \gamma, R_s, n$ possono essere calcolati una volta noti V_{oc} , I_{sc} , V_{mp} (tensione di massima potenza), I_{mp} (corrente di massima potenza) per due differenti valori di irraggiamento: G_0, G_1 e di temperatura T_0, T_1 . Tali misure sono generalmente fornite dal costruttore, e nel caso in esame sono presi da [52].

$-\alpha$

Calcolata dall'equazione della I_{sc} per i due diversi valori di irraggiamento:

$$\alpha = \frac{\ln(I_{sc0}/I_{sc1})}{\ln(G_0/G_1)}$$

$-\beta$

Calcolata dall'equazione della V_{oc} per i due diversi valori di irraggiamento trascurando la dipendenza dalla temperatura, ponendo quindi: $T=T_0$:

$$\beta = \frac{V_{oc0}/V_{oc1} - 1}{\ln(G_0/G_1)}$$

$-\gamma$

Calcolata dall'equazione della V_{oc} per i due diversi valori di temperatura trascurando la dipendenza dall'irraggiamento, ponendo quindi: $G=G_0$:

$$\gamma = \frac{\ln(V_{oc0}/V_{oc1})}{\ln(T_0/T_1)}$$

$-R_s$

la resistenza serie può essere stimata secondo il metodo [56]:

$$R_s = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} \cdot \frac{\frac{1}{V_t} (I_{sc} - I_{mp}) \left[V_{oc} + V_t \ln \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) \right] - I_{mp}}{\frac{1}{V_t} (I_{sc} - I_{mp}) \left[V_{oc} + V_t \ln \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) \right] + I_{mp}}$$

-n

Assumere l'indice di idealità costante lungo tutto il tratto della caratteristica IV può portare ad errore, vista la natura del modello può essere considerato solo nel punto di lavoro di massima potenza secondo [56]:

$$n_{mp} = \frac{V_{mp} + I_{mp}R_s}{V_{oc} + V_t \left(\frac{I_{sc} - I_{mp}}{I_{sc}} \right)}$$

Sulla base dei dati forniti dal costruttore [52] del modulo fotovoltaico in esame sono ottenuti i seguenti valori:

$$\alpha=1.2 \quad \beta=0.045 \quad \gamma=1.08 \quad R_s=0.012 \quad n_{mp}=1.15$$

5.4.2. Aerogeneratore

Il modello completo dell'aerogeneratore è molto complesso, in quanto prevede il modello della turbina, quello del generatore brushless e del raddrizzatore trifase. Considerando che l'aerogeneratore sarà controllato in logica Mppt, e che non prevede regolazioni aerodinamiche, per il calcolo dell'affidabilità verrà implementato un semplice modello presentato in [57] che prevede potenza nulla per velocità del vento v minori della velocità di cut-in (v_i) e maggiori della velocità di cut-off (v_o), e nel tratto a velocità intermedia un andamento lineare, proporzionale alla velocità e alla potenza nominale.

$$P_{wg} = \begin{cases} P_{nom} \frac{v - v_i}{v_{nom} - v_i} & \text{con } (v_i \leq v \leq v_o) \\ 0 & \text{con } (v \leq v_i; v \geq v_o) \end{cases}$$

5.4.3. Accumulatori

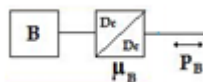
Al fine del calcolo dell'indice di affidabilità saranno considerati i valori limite orari della potenza erogabile o assorbibile dal sistema di accumulo, se tali valori sono tali da coprire il surplus o il deficit di potenza generata allora si suppone che nell'ora in esame il carico sia coperto.

La scelta di questa logica è dettata fondamentalmente alla presenza del convertitore di interfaccia con le batterie. Infatti dal bilancio di potenza viene ottenuto il valore della potenza $P_B(t)$ che la batteria deve erogare o assorbire, e non è possibile risalire direttamente alla corrente effettiva entrante o uscente dal lato batteria del convertitore poiché la tensione di batteria non è nota, essendo funzione della corrente stessa oltre che dallo stato di carica.

Lo stesso ragionamento è applicato al calcolo dello stato di carica all'ora successiva, che sarà ottenuto mediante integrazione della massima corrente di carica o scarica.

Per la realizzazione di questo modello sono state fatte le seguenti assunzioni:

Si considera complessivamente il gruppo batterie-convertitore, il quale si interfaccia con il bus Dc mediante la porta di uscita.



Sarà considerato che nell'intervallo di riferimento $\Delta t = 1h$ la corrente sia costante, quindi l'integrale dello stato di carica si riduce a:

$$SOC(t + 1) = SOC(t) + \frac{\int_t^{t+1} i_B(t) dt}{C_{bat}} = SOC(t) + \frac{I_B \Delta t}{C_{bat}}$$

Il modello utilizzato per la batteria Piombo-Gel [58] va a considerare i seguenti andamenti della tensione di batteria in funzione dello stato di carica e della corrente erogata:

-Scarica ($I_B < 0$)

$$V_{Bs}(t) = (12.66 + 0.72 \log(SOC(t))) + \\ + I_B(t) \cdot \left(0.055 - 0.01 \cdot SOC(t) + \frac{1}{4.27 + 100.73 \cdot SOC(t)} \right)$$

-Carica ($I_B > 0$)

$$V_{Bc}(t) = (13.2 + 0.8 \log(SOC(t))) + \\ + I_B(t) \cdot \left(0.062 + 0.046 \cdot SOC(t) + \frac{1}{95.6 - 52,671 \cdot SOC(t)} \right)$$

Andiamo ora a considerare le due situazioni tipiche che si possono presentare durante il funzionamento, cioè la fase di scarica e la fase di carica degli accumulatori, in ogni situazione sarà calcolata la massima potenza gestibile dalle batterie.

Scarica: Massima Potenza Erogabile

Per non compromettere la vita delle batterie si considera come valore limite ammissibile di corrente di scarica nell'intervallo Δt il valore minore (da verificare una volta calcolata I_{Bb} definita sotto) tra:

Corrente di scarica limite: $I_{BSa} = 3 C_{10}$

Corrente costante di scarica che partendo da $SOC(t)$ attuale, trascorso Δt , porta lo stato di carica al valore minimo ammissibile SOC_{min} (20%):

$$SOC_{min} = SOC(t) - \frac{I_{BSb} \Delta t}{C_{10}}$$

$$I_{BSb} = \frac{C_{10}(SOC(t) - SOC_{min})}{\Delta t}$$

Quindi:

$$I_{max}(SOC) = \text{Min} (I_{BSa} ; I_{BSb})$$

Questo perchè se le batterie fossero molto cariche scaricherebbero ad una corrente superiore al valore limite $I_{BSb} > I_{BSa}$ ($\Delta t = 1h$).

La massima potenza che il gruppo batterie-convertitore può erogare all'istante "t":

$$P_{BSmax}(SOC(t)) = \eta_B \cdot N_B \cdot V_{Bs}(t)|_{I_{max}} \cdot I_{max}$$

N_B =n° batterie

η_B = Rendimento convertitore bidirezionale

Carica: Massima potenza assorbibile

Stesso discorso di prima, ma in riferimento al il limite massimo di SOC raggiungibile: SOC_{max} .

$$I_{BCa} = 3 C_{10}$$

$$SOC_{MAX} = SOC(t) + \frac{I_{BCb} \Delta t}{C_{10}}$$

$$I_{BCb} = \frac{C_{10}(SOC_{MAX} - SOC(t))}{\Delta t}$$

Quindi:

$$I_{max} = \text{Min} (I_{BCa} ; I_{BCb})$$

La massima potenza che il gruppo batterie-convertitore può assorbire all'istante "t" è:

$$P_{BCmax}(SOC(t)) = \frac{N_B \cdot V_{Bc}(t)|_{I_{max}} \cdot I_{max}}{\eta_B}$$

5.4.4. Calcolo dell'LPSP

$$LPSP = \frac{\sum_T t(P_{BSmax} < P_B)}{T}$$

Di seguito è illustrata la procedura per il calcolo iterativo della probabilità di energia non fornita, si suppone noto lo stato di carica iniziale:

1- Bilancio di potenza

Ad ogni ora “t” viene stimata la quantità di potenza generata e assorbita dal sistema, il deficit o il surplus di potenza è associato alle batterie:

$$P_B(t) = N_{PV} P_{PV}(t) \eta_{PV} + N_{wg} P_{wg}(t) \eta_{wg} - \frac{P_L(t)}{\eta_{inv}}$$

Dove:

η_i è il rendimento (indicativo) del convertitore “i”

N_i è il numero di elementi

2- Calcolo della potenza massima

Supponiamo, ad esempio, che sia $P_B(t) < 0$, quindi le batterie devono erogare energia. Noto il SOC(t) corrente, calcoliamo la I_{BSb} (scarica) e selezioniamo la minore tra le due correnti (I_{max}) con la quale sarà calcolata la potenza disponibile.

3- Verifica

$$P_{BSmax}(SOC(t)) \geq P_B(t)$$

In base al risultato della disuguaglianza l'ora "t" sarà conteggiata o meno del calcolo dell' LPSP.

4- Calcolo del SOC(t+1)

Se siamo nella condizione in cui le batterie hanno una disponibilità (di accumulo o scarica, a seconda del caso) MAGGIORE rispetto alla $P_B(t)$, queste erogheranno $\frac{P_B(t)}{\eta_B}$ o assorbiranno esattamente $P_B(t) \cdot \eta_B$, mantenendo una certa riserva interna o capacità di ricarica residua. Nota $P_B(t)$ e il $SOC(t)$ corrente, dobbiamo calcolare $SOC(t + 1)$ dell'istante successivo andando ad applicare la definizione. Sarà considerato un collegamento in serie degli accumulatori, quindi le correnti di scarica e di carica sono:

Scarica:

$$I_B(t) = \frac{P_B(t)}{\eta_B \cdot N_B \cdot V_{Bs}(t)|_{I_{max}}}$$

Carica:

$$I_B(t) = \frac{P_B(t) \cdot \eta_B}{N_B \cdot V_{Bc}(t)|_{I_{max}}}$$

Quindi:

$$SOC(t + 1) = SOC(t) + \int_t^{t+1} \frac{I_B}{C_{10}} dt$$

Risulta evidente che il calcolo dello stato di carica così impostato è cautelativo al fine del dimensionamento, infatti andando a considerare la tensione di batteria calcolata per la massima corrente si ha in generale una sovrastima della corrente di scarica ed una sottostima della corrente di carica, con una conseguente sottostima del SOC sia alla fine della carica che della scarica.

Se siamo nella condizione in cui le batterie hanno una disponibilità (di accumulo o scarica, a seconda del caso) MINORE rispetto alla $P_B(t)$, queste erogheranno $\frac{P_{BSmax}}{\eta_B}$ o assorbiranno esattamente $P_{BCmax} \eta_B$, annullando i propri margini operativi.

Le ore di Carica non rientrano mai nel calcolo dell' LPSP perchè tale caso implica che comunque il carico è stato coperto. L'analisi della carica serve solo a trovare il SOC dell'ora successiva.

Andiamo ora a riassumere i vari scenari possibili e le azioni conseguenti:

Carica e Scarica entro i limiti operativi

In questo caso la batteria è in grado di ricevere o erogare tutto il surplus di energia del sistema, P_B verrà usata per il calcolo del successivo SOC(t+1).

Carica fuori dai limiti operativi $P_{BCmax} \eta_B < |P_B(t)|$

La batteria assorbirà solo una quota di $P_{BCmax} \eta_B$ tale da fargli raggiungere il SOC_{MAX} dopodiché sarà disconnessa.

Quindi in questo caso sarà: $SOC(t + 1) = SOC_{MAX}$

Al fine pratico la restante quota di potenza può essere gestita dai convertitori unidirezionali che passeranno da un controllo MPPT ad un controllo in tensione del bus facendo erogare una potenza minore alle sorgenti primarie

Scarica fuori dai limiti operativi $P_{BSmax} \eta_B < |P_B(t)|$

La batteria erogherà solo la quota P_{BSmax} / η_B tale da fargli raggiungere il SOC_{min} dopodiché sarà disconnessa.

Quindi sarà: $SOC(t + 1) = SOC_{min}$

L'ora in questione va conteggiata al fine del calcolo dell'LPSP poiché le batterie non riescono a coprire l'intero deficit di energia, ma considerare che l'intero carico rimanga scoperto per l'intera ora può risultare eccessivamente cautelativo; essendo la risoluzione temporale troppo bassa per poter stimare l'effettivo tempo di non copertura si può pensare di considerare che solo una frazione dell'ora non sia stata coperta, stimandola indicativamente come il rapporto tra lo scarto di potenza e la potenza richiesta alla batteria all'inizio dell'ora in esame:

$$t^* = \frac{P_B(i) - P_{BSmax}(i)}{P_B(i)} = 1 - \frac{P_{BSmax}(i)}{P_B(i)}$$

Così che per $P_{BSmax} = 0$ (la batteria non può erogare potenza) sia $t^* = 1h$ e per $P_{BSmax} = P_B$ (la batteria può erogare tutto lo scarto) sia $t^* = 0$.

Quindi il conteggio delle ore di mancata fornitura sarà incrementato di t^* anziché di 1h.

5.5. Risultati e configurazione

L'algoritmo genetico è stato implementato mediante la funzione "ga()" di Matlab® usando gli script riportati in appendice. La funzione prevede la possibilità di impostare dei valori limite alle variabili; la superficie della falda del tetto su cui sono installati i pannelli fotovoltaici è di circa 45m², e i moduli fotovoltaici scelti hanno una superficie di 1.26m², quindi è stato scelto un limite superiore per il numero di moduli pari a 36. L'algoritmo ha prodotto il seguente risultato:

<i>n° Moduli PV</i>	<i>n° Aerogeneratori</i>	<i>n° Batterie</i>
29	1	4

<i>Costo (€)</i>	<i>LPSP (%)</i>
13'400	49.1

Note di configurazione

Per limitare la potenza dei convertitori e aumentare l'affidabilità del sistema, tipicamente i moduli vengono suddivisi in un certo numero di Array ognuno dei quali controllato da un proprio Boost.

In questo caso i 29 moduli previsti possono essere suddivisi in 6 Array, cinque dei quali composti da 5 moduli in serie (185V) e uno da 4 (148V); in questo modo però i boost si trovano a lavorare troppo al limite (la tensione nominale di Bus sarà di 400V), quindi sarebbe tecnicamente più corretto aggiungere un modulo e dividere in 5 array da sei moduli in serie (222V), il che permetterebbe anche di risparmiare un convertitore senza incrementare eccessivamente la potenza dei restanti.

Le batterie saranno collegate tra loro in serie.

6. Logiche di controllo

Saranno qui esposte le tecniche di controllo dei singoli componenti del sistema e successivamente le logiche di gestione del sistema complessivo.

6.1. Tecniche di controllo dei convertitori

6.1.1. Boost

In convertitori Boost unidirezionali sono utilizzati per interfacciare le sorgenti di energia primaria (fotovoltaico e eolico) al bus Dc. Come sarà osservato nel paragrafo successivo, le sorgenti primarie andranno a lavorare secondo due differenti logiche in funzione dello stato del sistema:

- Regolazione della tensione di Bus
- Controllo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*)

Controllo della tensione di Bus

Per quanto riguarda i Boost, la regolazione della tensione di bus sarà realizzata con diversi tipi di regolatori: su un solo Boost fotovoltaico sarà utilizzato un controllo a singolo anello con regolatore PI e modulazione PWM. Invece per quanto riguarda il Boost eolico e i restanti Boost fotovoltaici sarà utilizzato un regolatore puramente proporzionale. Questa scelta è dovuta al fatto che la regolazione della tensione di Bus è effettuata simultaneamente da tutte le sorgenti e la presenza di due

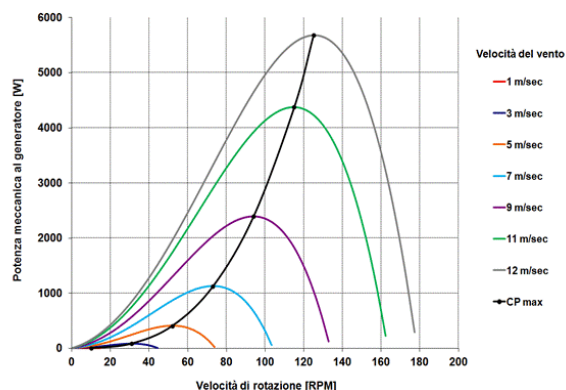
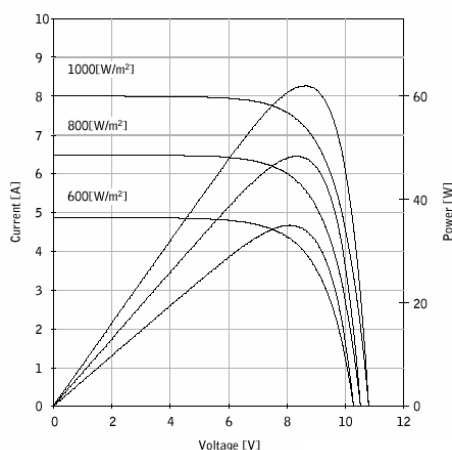
regolatori integrali porterebbe ad ambiguità sulla ripartizione della potenza al fine dell'azzeramento dell'errore di tensione. Si è scelto di porre l'integratore ad un convertitore fotovoltaico poiché dai ambientali risulta evidente che questa fonte avrà maggior peso in termini di potenza erogata rispetto all'eolico, e quindi maggiore capacità di regolazione.

Una buona correzione da compiere all'atto pratico sarebbe quella di installare un interruttore crepuscolare in modo da modificare i regolatori nelle ore notturne e far annullare l'errore a regime dal regolatore eolico modificandolo in PI. Comunque, per semplicità al fine della simulazione ci atterremo a quanto detto sopra senza perdere di generalità.

Controllo MPPT

Analizziamo ora brevemente il principio del controllo MPPT e la sue principali implementazioni.

Come è noto la massima potenza estraibile da un modulo fotovoltaico (PV) è funzione del valore di irraggiamento e della temperatura ambientale; se a questo si collega direttamente un carico, la potenza effettivamente erogata al carico, oltre che ai fattori ambientali, dipende dal punto di lavoro tensione-corrente del modulo e quindi dal carico connesso. Discorso analogo vale per un carico connesso ad un aerogeneratore (WG), la cui potenza di uscita dipende, oltre che dalla velocità del vento, anche dalla velocità di rotazione del generatore.



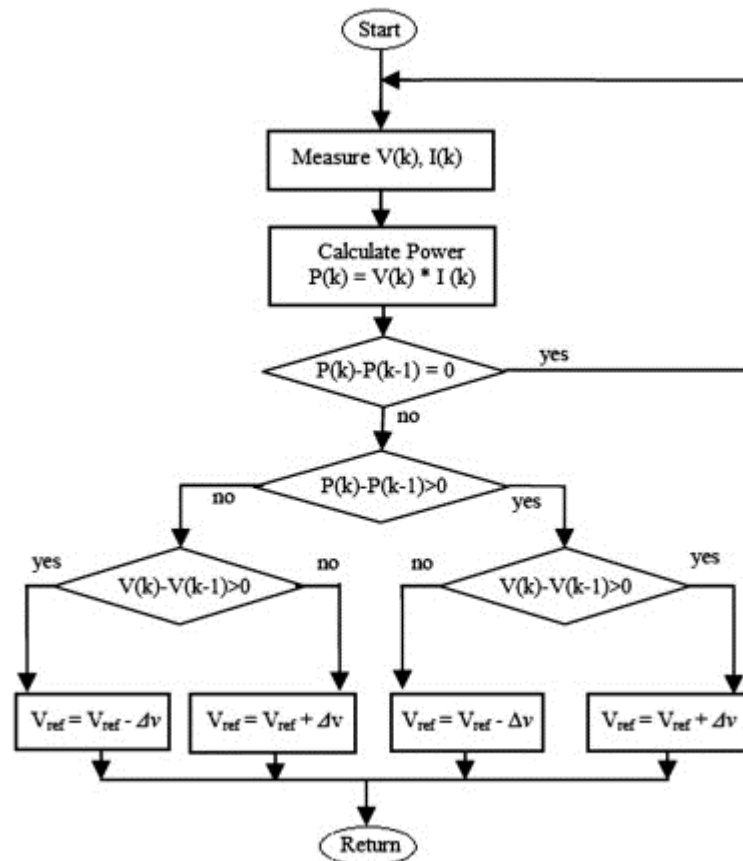
L'obiettivo del controllo MPPT è quello di far erogare alla sorgente primaria la massima potenza estraibile qualunque sia il carico da alimentare.

Inserendo un convertitore statico fra sorgente e carico si va a creare un disaccoppiamento degli stadi, scorrelando il punto di lavoro della sorgente primaria da quello del carico. In pratica il controllo MPPT va a modificare il Duty Cycle del convertitore e quindi la corrente (corrente fotovoltaica nel caso di PV o coppia resistente, quindi la velocità nel caso di WG) lato sorgente regolandone il punto di lavoro nel punto di massima potenza che, trascurando le perdite di conversione, viene trasferita a lato carico, ovviamente con valori di corrente e tensione diversi da quelli di ingresso.

La differenza tra i vari algoritmi MPPT risiede nel modo in cui individuano il punto di massima potenza della sorgente primaria. Nella presente è stato utilizzato l'algoritmo "*P&O*" *Perturb and observe*.

Il metodo P&O è largamente usato nell'approccio all'MPPT e, come è intuibile dal nome, lavora perturbando il sistema tramite un incremento o decremento della tensione operativa della sorgente primaria tramite un convertitore DC/DC, ed osservando l'effetto di tale perturbazione sulla potenza di uscita. Quindi se a seguito di una perturbazione si ottiene un incremento della potenza, significa che la perturbazione successiva dovrà avvenire nel medesimo verso e se invece la medesima perturbazione comporta un calo della potenza, la variazione dovrà essere invertita di segno.

La logica P&O è riassunta nel seguente diagramma di flusso, dove con V_{ref} si intende la grandezza che si va a perturbare e con Δv l'entità della perturbazione:



Tipicamente la perturbazione è effettuata sul duty-cycle del convertitore. Il processo si ripete periodicamente finché viene raggiunto il punto a massima potenza, e una volta raggiunto il sistema oscilla in maniera continua attorno a tale punto; l'ampiezza dell'oscillazione dipende dall' ampiezza della perturbazione che si applica alla variabile d' ingresso, perciò tanto più piccola sarà la perturbazione tanto minore sarà l'oscillazione a regime della potenza estratta. Un valore di perturbazione troppo piccolo però comporterà un tempo maggiore per il raggiungimento del punto di massima potenza.

Questo algoritmo è molto robusto, di semplice implementazione e non necessita di alcuna informazione sul tipo di sorgente da controllare, di contro questo algoritmo non è in generale molto veloce nella risposta e quindi può essere meno efficiente nel caso di bruschi cambiamenti delle condizioni atmosferiche.

Nel sistema in esame il controllo MPPT P&O dei Boost è implementato come controllore della corrente erogata dalla sorgente primaria, quindi la perturbazione

avverrà sulla corrente. La scelta di un controllo MPPT in corrente è fondamentalmente dovuta al fatto che la tensione di Bus non è sostenuta dal convertitore stesso, quindi con un controllo diretto del duty-cycle ad ogni perturbazione sarebbero cambiate le condizioni operative e quindi la correzione successiva avrebbe visto venir meno le condizioni per cui era stata elaborata.

Il controllo prevede quindi un unico anello di corrente in cui il riferimento è fornito in pu dal controllo MPPT, la corrente effettiva da confrontare va quindi convertita in pu con base variabile in base alla sorgente primaria: per i PV la corrente di corto circuito di cella, facilmente ottenibile al variare del valore di irraggiamento (stimabile con una cella pilota), mentre per i WG la corrente nominale del generatore.

6.1.2. Buck-Boost

Il convertitore Buck-Boost della batteria è asservito al solo controllo di Bus con un anello di regolazione della tensione di uscita e uno di controllo della corrente di ingresso entrambi di tipo PI.

La disattivazione del convertitore nel caso di sovraccarica (vedi paragrafo successivo) avviene mediante l'azzeramento degli integratori dei controllori.

6.2. Gestione del sistema

In un impianto Off-Grid la logica di controllo del sistema assume un ruolo fondamentale al fine dell'affidabilità, essa deve realizzare un perfetto coordinamento tra le risorse primarie ed il sistema di accumulo al fine di perseguire i seguenti obiettivi primari

- Il mantenimento dell'equilibrio tra generazione e carico
- Il massimo sfruttamento delle risorse primarie

In letteratura sono state proposte varie tecniche di gestione, alcune delle quali si basano sulla stima a priori della massima potenza disponibile dalle sorgenti [86][87], questi però richiedono l'implementazione di modelli di stima in tempo reale rendendo delicato e meno economico il sistema di controllo rispetto all'utilizzo di dati diretti.

Nella presente, la logica di controllo è implementata assegnando dei compiti primari ai vari elementi del sistema, compiti che vengono mutati solo in caso di situazioni critiche. In particolare le sorgenti primarie saranno principalmente controllate in logica Mppt, mentre il gruppo di accumulatori sarà asservito al controllo della tensione di Bus.

Sono ipotizzati quattro possibili configurazioni assumibili dal sistema; lo stato corrente sarà funzione dello stato di carica della batteria (ottenibile mediante misura della tensione a vuoto sulla base di vari modelli [88]) e della tensione di bus:

Il sistema prevede una tensione nominale di bus pari a 400V e si ritiene accettabile una variazione del $\pm 10\%$ (360V corrisponde al 90% della tensione nominale).

Per non compromettere la vita utile delle batterie sarà considerato un range ammissibile dello stato di carica (soc) fuori dal quale la batteria va in protezione:

$$0.2 < soc < 0.9$$

Stato	Buck/Boost	Boost	Carico	Condizioni	
				Ingresso	Uscita verso →
1	Regolazione V_{bus}	MPPT	100% attivo		$soc < 0.3 \rightarrow$ Stato 3 $soc > 0.9$ e $V_{bus} > 360V \rightarrow$ Stato 2
2	Distacco	Regolazione V_{bus}	100% Attivo	$soc > 0.9$ $V_{bus} > 360V$	$V_{bus} < 360V \rightarrow$ Stato 1
3	Regolazione V_{bus}	MPPT	Distacco carichi NON Privilegiati	$soc < 0.3$	$soc < 0.2 \rightarrow$ Stato 4 $soc > 0.35 \rightarrow$ Stato 1
4	Regolazione V_{bus}	MPPT	Distacco completo	$soc < 0.2$	$soc > 0.25 \rightarrow$ Stato 3

Lo stato 1 è quello di normale funzionamento, lo stato di carica e la tensione di bus sono nella norma, il convertitore della batteria esegue il controllo di bus e le sorgenti primarie sono in Mppt.

Passaggio di stato: 1 → 2 → 1

Qualora si presentassero le condizioni in cui la batteria si trova ad assorbire energia, il soc comincerà a salire fino al valore limite ammissibile di 0.9. A questo punto si entra nello stato 2 dove il convertitore bidirezionale viene disattivato

proteggendo la batteria dal sovraccarico e il controllo della tensione di bus è effettuato dai convertitori unidirezionali andando a limitare la potenza generata dalle sorgenti primarie.

Se la potenza generata è inferiore a quella richiesta dal carico la tensione di Bus (gli unidirezionali non riescono più a sostenerla) scenderà fino al valore limite del 90% della tensione nominale, a questo punto si ritorna allo stato 1 con la batteria che eroga potenza in controllo di bus.

Passaggio di stato: 1 → 3 → 1

Se partendo dallo stato 1 la batteria si trova ad erogare energia il suo stato di carica inizierà a scendere fino al valore 0.3; a questo punto viene effettuato il distacco dei carichi collegati alla linea non privilegiata, se in questa situazione la potenza erogata dalle sorgenti primarie è superiore alla potenza del carico ridotto, la batteria inizia a caricarsi fino a raggiungere un valore di stato di carica pari a 0.35, e il carico precedentemente distaccato viene alimentato di nuovo.

La banda di soc 0.3-0.35 è necessaria, perché se fosse stato fissato un unico limite di soc per ingresso e uscita, raggiunto tale limite (in entrambe le direzioni), si innescerebbe un fenomeno di ripetuti distacchi e ricollegamenti di carico.

Passaggio di stato: 3 → 4 → 1

Se a fronte del distacco dei carichi privilegiati le sorgenti primarie non sono ancora sufficienti la batteria continuerà a scaricarsi fino a raggiungere il valore minimo di stato di carica (0.2), a questo punto si entra nella fase 4 e viene distaccata anche la restante parte dei carichi. In questa situazione il sistema è totalmente isolato e cerca di riportare il valore dello stato di carica a 0.3 sfruttando completamente l'energia delle fonti primarie, raggiunto uno stato di carica pari a 0.3 si entra nello stato 3 e vengono ricollegati i carichi privilegiati.

Anche in questa situazione la banda 0.2-0.3 è necessaria per evitare oscillazioni di carico.

Da quanto esposto si osserva che la batteria è protetta dal sovraccarico mediante il suo distacco, mentre è protetta dalla scarica totale mediante il completo distacco del carico.

La scelta delle bande di intervento è il risultato di un compromesso tra l'eccessivo tempo di distacco dei carichi e l'eccessivo stress del sistema dovuto a continui attacchi e distacchi di carico. In condizioni stazionarie, cioè a parità di potenza generata dalle sorgenti primarie e potenza assorbita dai carichi, maggiore è l'ampiezza delle bande minori risultano le oscillazioni di carico, ma si ha un aumento del tempo di mancata copertura.

7. Simulazioni

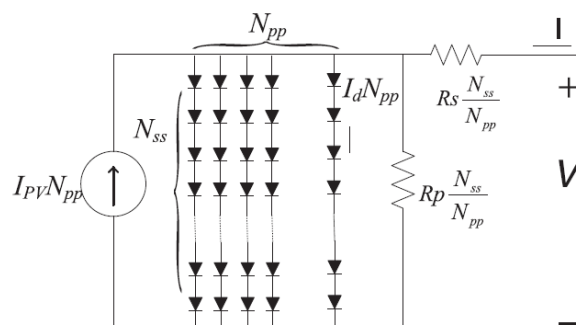
E' stata effettuata una simulazione numerica del sistema mediante Simulink, in modo da evidenziare l'azione delle logiche di controllo. La simulazione si è rivelata molto pesante, quindi per non aumentare a dismisura il costo computazionale sono stati implementati dei convertitori PWM anziché i modelli risonanti proposti; questo perché, vista la loro elevatissima frequenza di commutazione, la simulazione avrebbe richiesto dei passi di integrazione troppo piccoli e quindi non compatibili con la durata, relativamente lunga, delle simulazioni effettuate.

7.1. Modelli

I modelli matematici dei componenti del sistema saranno più dettagliati rispetto a quelli utilizzati per il calcolo dell'LPSP.

7.1.1. Array fotovoltaico

Il modello dell'array è realizzato sulla base di [89] elaborato su un modello di cella a due diodi. L'array composto da N_{ss} moduli in serie e N_{pp} moduli in parallelo è mostrato in figura:



La corrente di uscita dal modulo è espressa da:

$$I = N_{pp} \left\{ I_{PV} - I_{o1} \left[\exp \left(\frac{V - IR_s \left(\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{\alpha_1 V_t N_{ss}} \right) - 1 \right] - I_{o2} \left[\exp \left(\frac{V - IR_s \left(\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{\alpha_2 V_t N_{ss}} \right) - 1 \right] \right\} - \frac{V + IR_s \left(\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{R_p \left(\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}$$

Con la corrente foto generata di modulo dipendente dalla temperatura e dall'irraggiamento:

$$I_{PV} = (I_{sc0} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_0}$$

La corrente di saturazione del diodo i è data da:

$$I_{oi} = \frac{I_{sc0} + K_i \Delta T}{\exp \left(\frac{V_{oc} + K_v \Delta T}{\alpha_i V_t} \right) - 1}$$

La tensione termica del modulo è:

$$V_t = \frac{k T}{q}$$

Dove:

$G_0 = 1000 \text{ W/m}^2$ Irraggiamento standard

I_{sc0} = Corrente di corto circuito del modulo in condizioni standard

K_i, K_v = coefficienti forniti dal costruttore [52]

$q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ è la carica dell'elettrone

$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ è la costante di Boltzmann

T = Temperatura della giunzione in Kelvin

α_i = Indice di idealità del diodo i (0-2)

La resistenza serie e parallelo nel punto di massima potenza nominale del modulo possono essere calcolate secondo il modello [56] in base ai dati forniti dal costruttore [52]:

$$R_s = \frac{V_{mp}}{I_{mp}} \cdot \frac{\frac{1}{V_t} (I_{sc} - I_{mp}) \left[V_{oc} + V_t \ln \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) \right] - I_{mp}}{\frac{1}{V_t} (I_{sc} - I_{mp}) \left[V_{oc} + V_t \ln \left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) \right] + I_{mp}}$$

$$R_p = \frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{I_{PV} - I_{o1} \left[\exp \left(\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{\alpha_1 V_t} \right) - 1 \right] - I_{o2} \left[\exp \left(\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{\alpha_2 V_t} \right) - 1 \right] - I_{mp}}$$

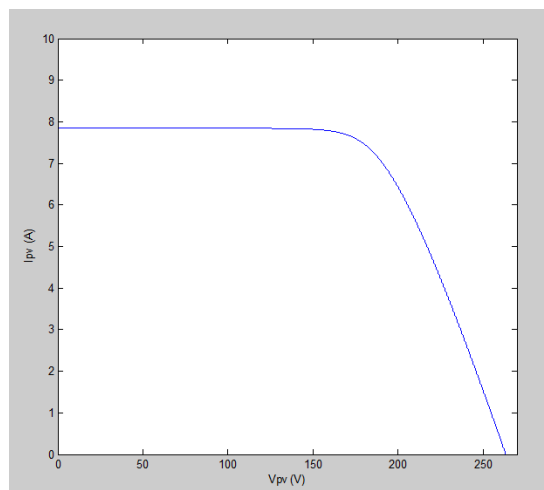
Dove:

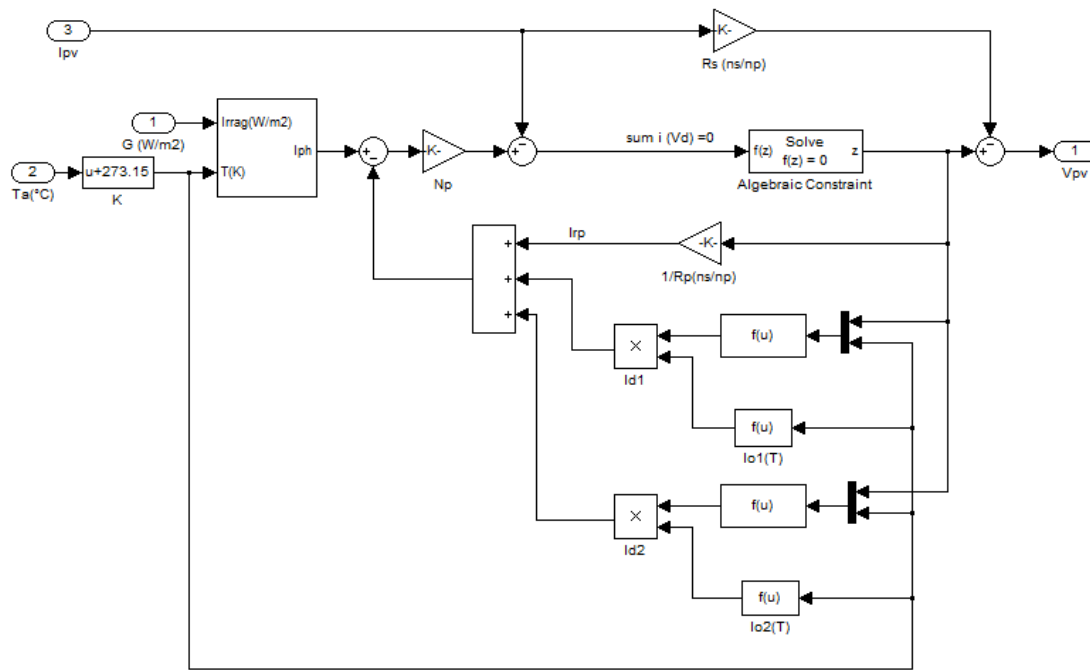
V_{oc} = Tensione a vuoto modulo in condizioni standard

V_{mp} = Tensione nel punto di massima potenza del modulo

I_{mp} = Tensione nel punto di massima potenza del modulo

A titolo di esempio è tracciata la caratteristica di un array composto dalla serie di 7 dei moduli scelti [52]. Di seguito è riportato il modello Simulink dell'Array.





7.1.2. Aerogeneratore

Il modello dell'aerogeneratore si compone del modello della turbina eolica e del generatore a magneti permanenti.

Turbina eolica

La potenza estraibile dal vento è solo una parte del potenziale disponibile e dipende dalle condizioni operative della turbina secondo la:

$$P_m = \frac{1}{2} \pi R^2 \rho v^3 C_p$$

Dove:

R = Raggio del rotore (m)

ρ = Densità dell'aria (1.25 Kg/m³)

v = Velocità del vento (m/s)

C_p = Coefficiente di Potenza caratteristico della turbina

C_p dipende dall'angolo di *Pitch* " β " della turbina e dal *Tip-Speed ratio* " λ " definito come il rapporto tra la velocità della pala in punta e la velocità del vento:

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{v}$$

Dove ω_r è la velocità angolare del rotore.

L'angolo β è l'angolo formato dall'asse del mozzo e quello della pala, cioè è l'angolo con cui la pala della turbina incide il vento.

E' possibile esprimere in maniera generalizzata il coefficiente $C_p(\beta, \lambda)$ [91] secondo la:

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4 \beta - 5 \right) e^{-\frac{5}{\lambda_i}} + 0.0068 \lambda$$

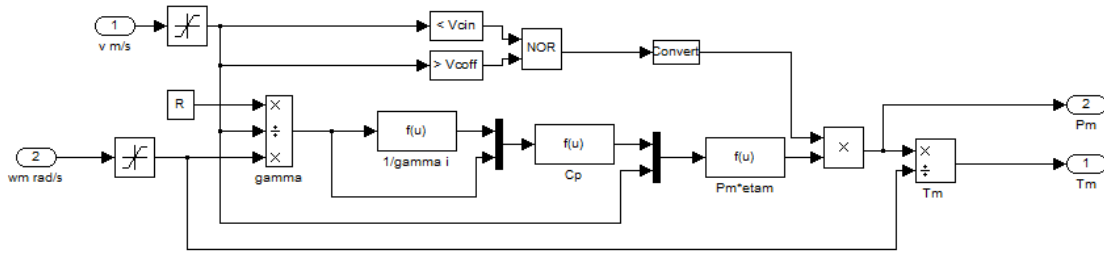
Dove:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

E' stato considerato un angolo di pitch fisso $\beta = 25^\circ$ come indicato dal costruttore dell'aerogeneratore [54].

Sono stati previsti i limiti superiore (*Cut-off*) e inferiore (*Cut-in*) di velocità del vento oltre i quali l'aerogeneratore non eroga potenza.

Di seguito il modello simulink della turbina eolica:



Generatore a magneti permanenti

Il modello dinamico in grandezze di Park della macchina Brushless è espresso dalle seguenti equazioni elettriche [92]:

$$L_{sd} \frac{di_{sd}(t)}{dt} = -R_s i_{sd}(t) + \omega_s L_{sq} i_{sq}(t) + v_{sd}(t)$$

$$L_{sq} \frac{di_{sq}(t)}{dt} = -R_s i_{sq}(t) - \omega_s L_{sd} i_{sd}(t) - \omega_s \psi_{osd} + v_{sq}(t)$$

$$L_{sz} \frac{di_{sz}(t)}{dt} = -R_s i_{sz}(t) + v_{sz}(t)$$

E dall'equazione meccanica:

$$J \frac{d\omega_s(t)}{dt} = W_e(t) - W_m(t)$$

Dove:

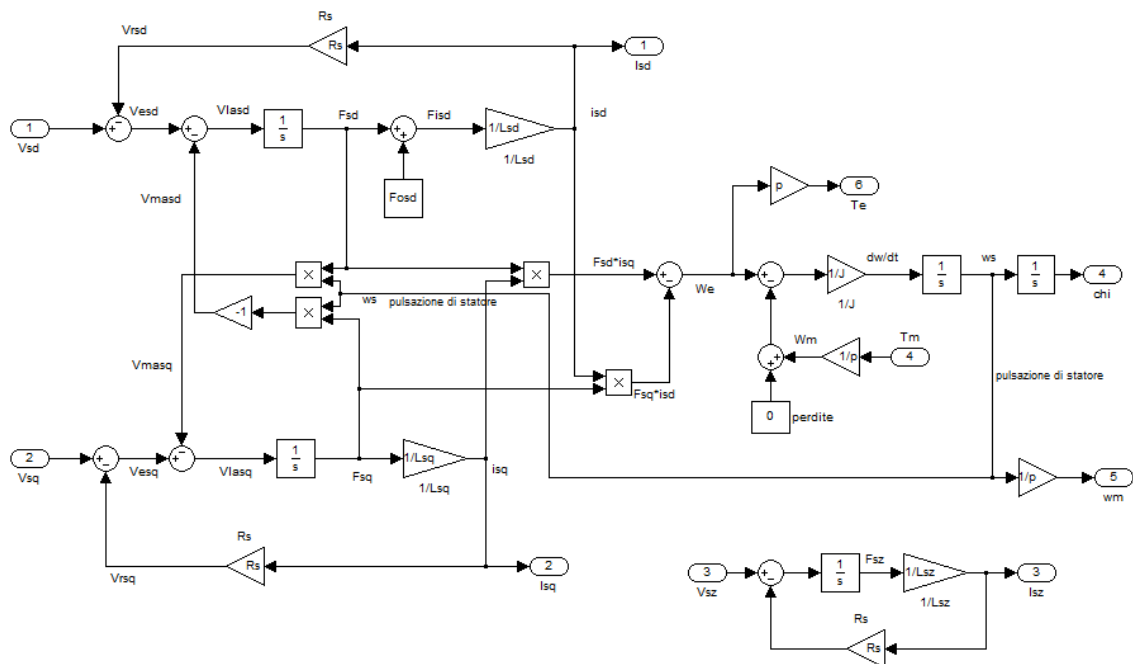
$$W_e(t) = \psi_{osd} i_{sq}(t) + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}(t) i_{sq}(t)$$

Per la scelta fatta a proposito della variabile di trasformazione $\chi(t)$ [92] la coppia corrisponde al Wrench moltiplicato per il numero di paia di poli “p” della macchina.

$$W_m(t) = \frac{T_m}{p}$$

Il modello del generatore riceve in ingresso la coppia meccanica T_m fornita dal modello della turbina eolica; a sua volta la turbina riceve in ingresso la velocità angolare ω_m del generatore.

Di seguito il modello elettromeccanico della macchina a magneti permanenti realizzato in Simulink:



7.1.3. Accumulatori

Non avendo avuto riferimenti specifici riguardo alla batteria, per la modellazione è stato optato per un modello di batterie al piombo [90] normalizzato in base alla capacità nominale C_{10} (scarica a 10ore).

Modello di Scarica ($I < 0$)

$$V_b = \left(2.085 - 0.12 \frac{|I_b| \cdot t}{C} \right) - \frac{|I_b|}{C_{10}} \left(\frac{4}{1 + |I_b|^{1/3}} + \frac{0.27}{1 - \left(\frac{|I_b| \cdot t}{C_{10}} \right)^{1.5}} + 0.02 \right) (1 - 0.007 \Delta T)$$

La dipendenza della capacità con la temperatura e la corrente di scarica è data da:

$$C_T = 1.67 C_{10} (1 + 0.005 \Delta T)$$

$$C = \frac{C_T}{1 + 0.67 \left(\frac{10 \cdot |I_b|}{C_{10}} \right)^{0.9}}$$

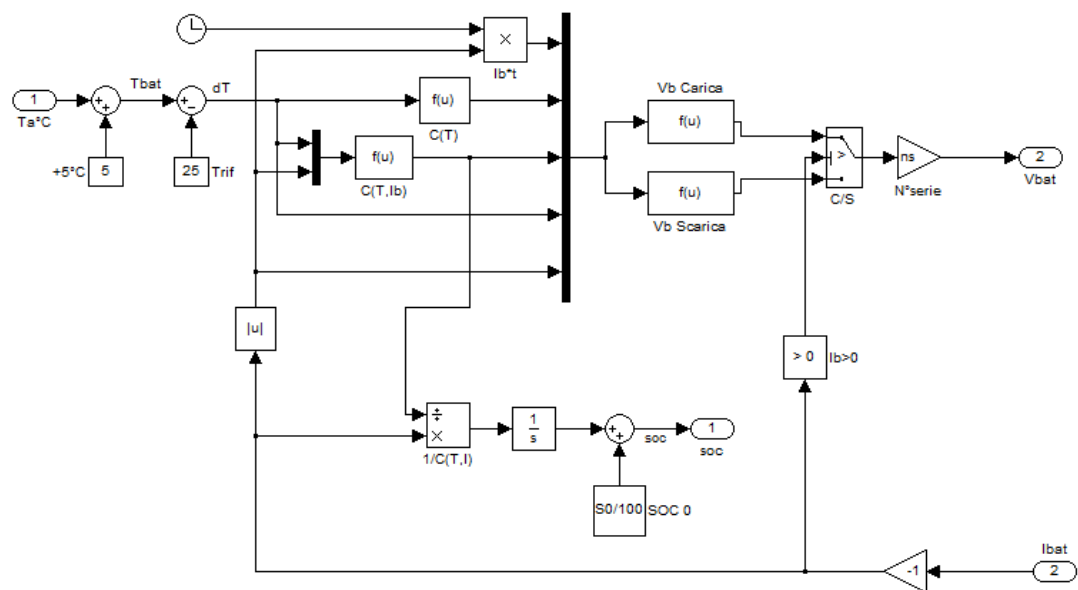
Modello di Carica ($I > 0$)

$$V_b = \left(2 + 0.16 \frac{|I_b| \cdot t}{C} \right) + \frac{|I_b|}{C_{10}} \left(\frac{6}{1 + |I_b|^{0.6}} + \frac{0.48}{1 - \left(\frac{|I_b| \cdot t}{C_{10}} \right)^{1.2}} + 0.036 \right) (1 - 0.025 \Delta T)$$

Con I_b corrente di batteria e ΔT differenza di temperatura rispetto a quella di riferimento (25°C). In via cautelativa è stato considerato che il sistema di accumulo lavori a 5°C sopra la temperatura ambiente.

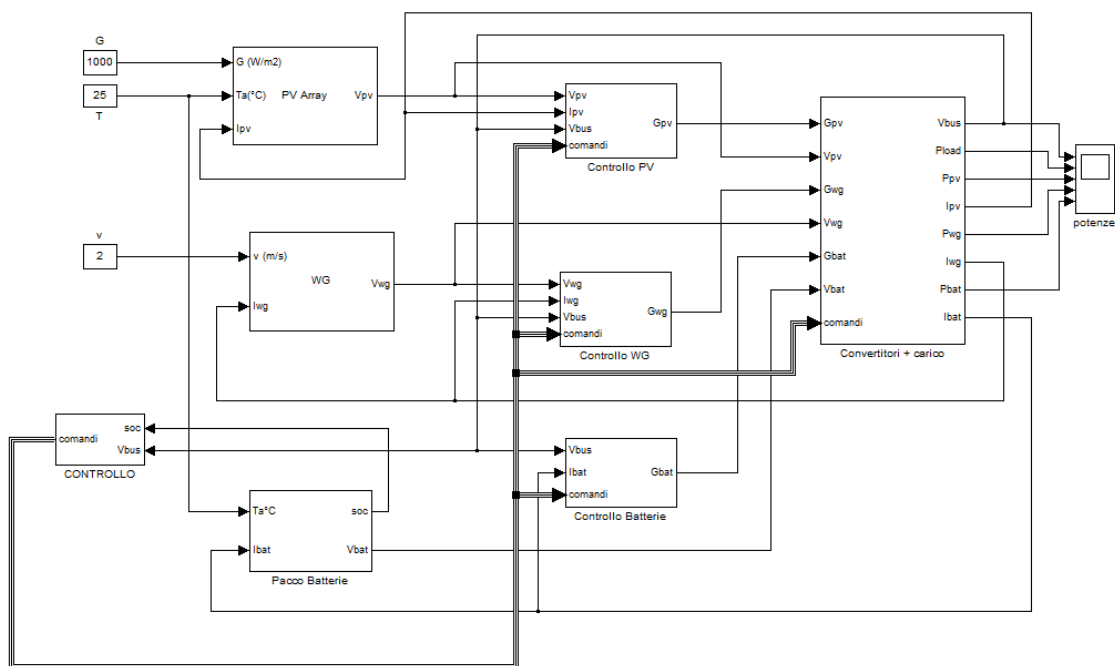
Di seguito è mostrato il modello simulink della batteria nel quale lo stato di carica è calcolato per integrazione:

$$SOC(t) = SOC(0) + \int_0^t \frac{I_b}{C} dt$$

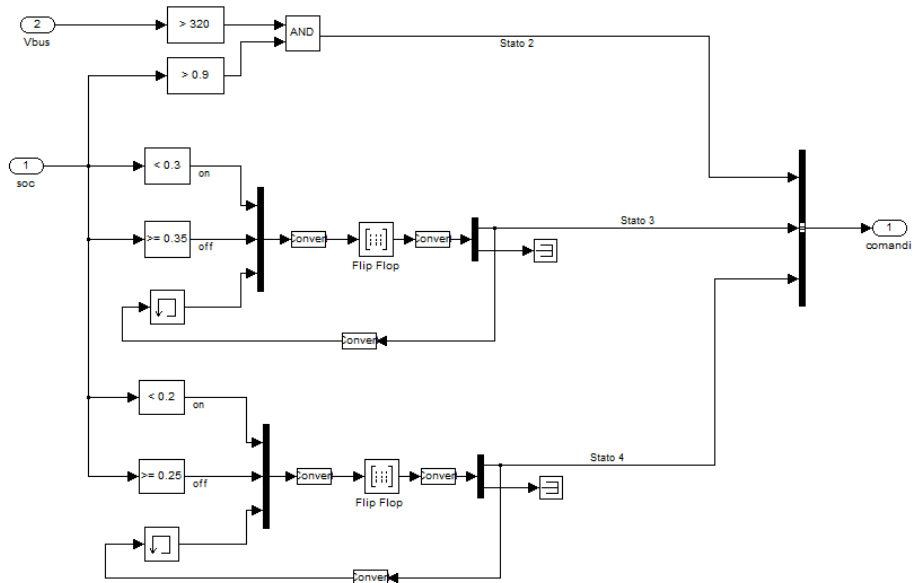


7.2. Risultati

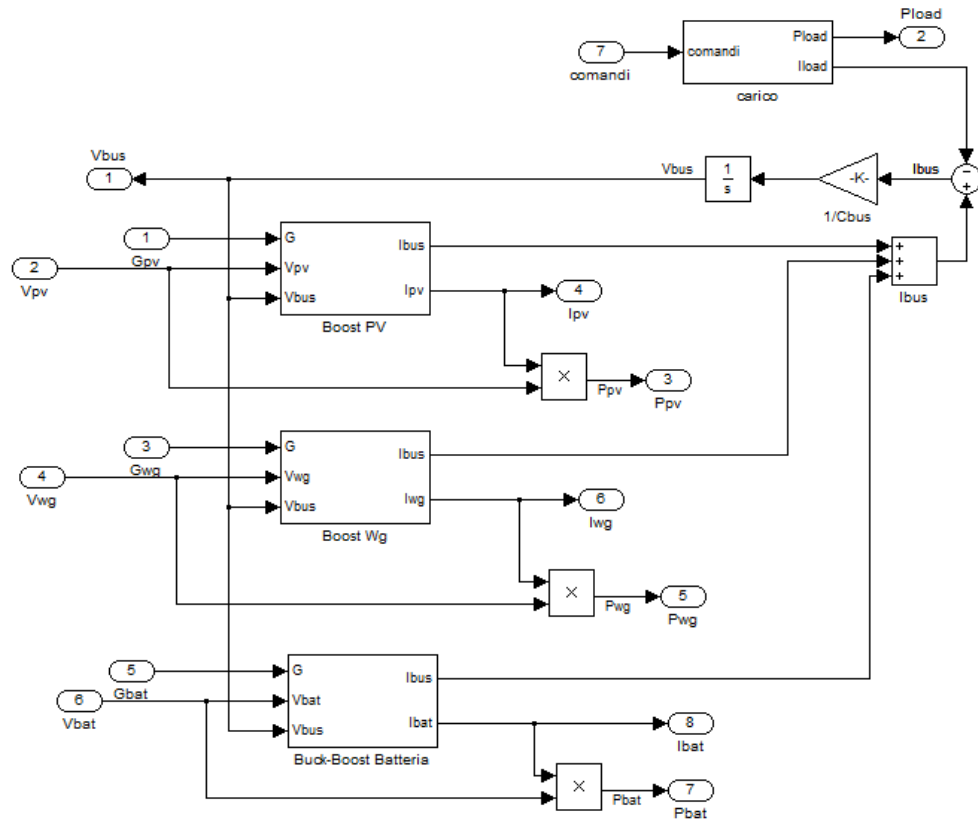
Il sistema complessivo è mostrato in figura:



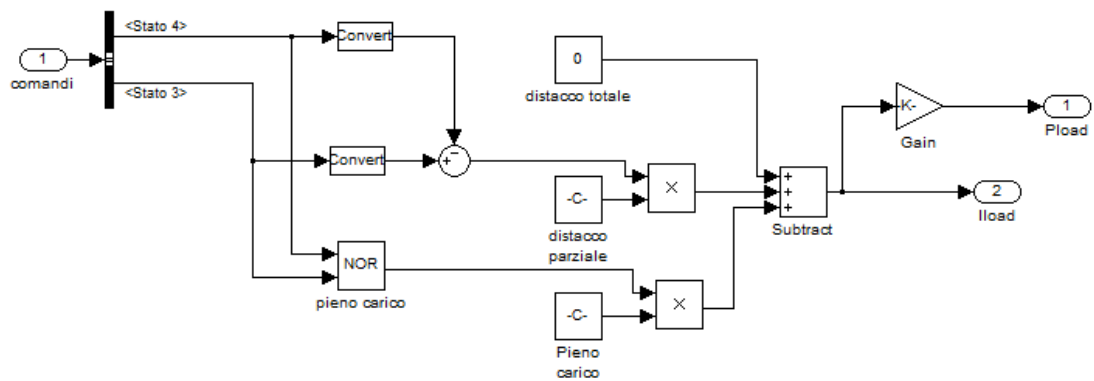
Il blocco di “Controllo” che decide i cambiamenti di stato del sistema:



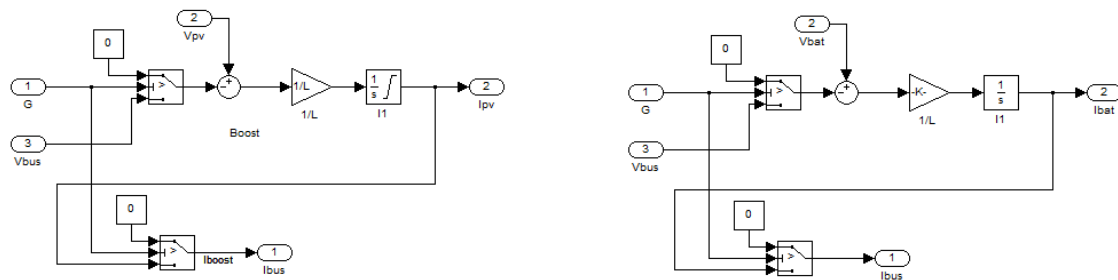
Il sub system “convertitori e carico”:



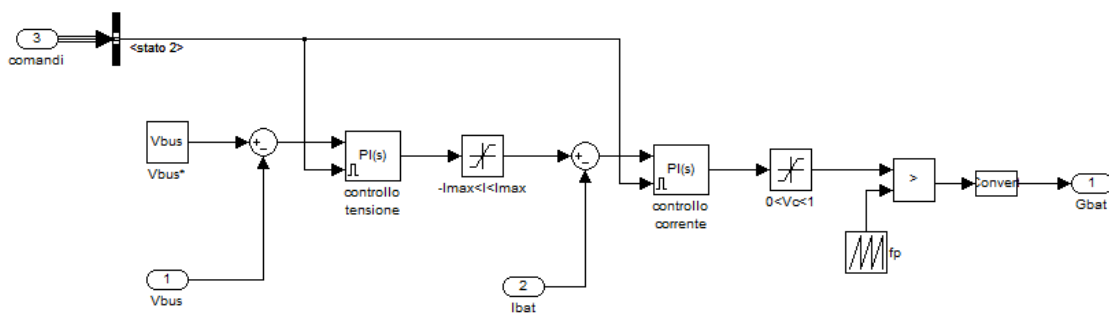
Il blocco di carico ed il sistema di distacco:



Il convertitore Boost PWM (sinistra) e il Buck-Boost (destra), si differenziano solo per l'assenza della limitazione in corrente nel secondo. Nel sub system è presente solo la prima maglia del convertitore (quella mostrata), la seconda comprende il condensatore di Bus ed è comune a tutti i convertitori che è visibile nel blocco "convertitori e carico".



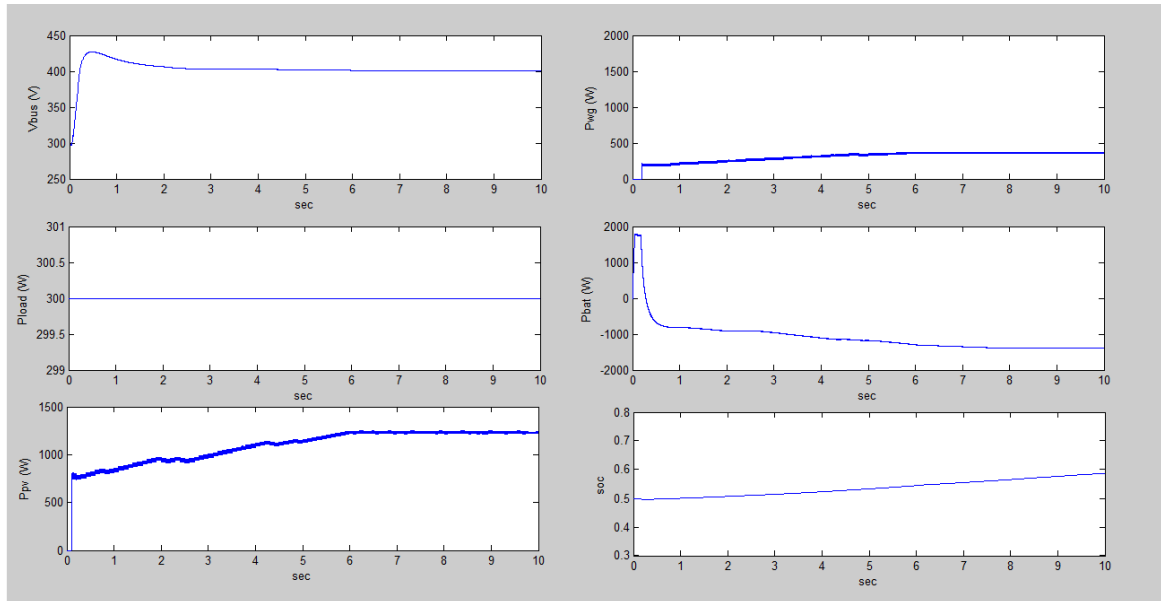
Il controllo del convertitore Buck-Boost e il comando di distacco della batteria:



Di seguito è mostrato il controllo del convertitore unidirezionale fotovoltaico con il comando di cambiamento di stato, e il dettaglio del blocco MPPT.

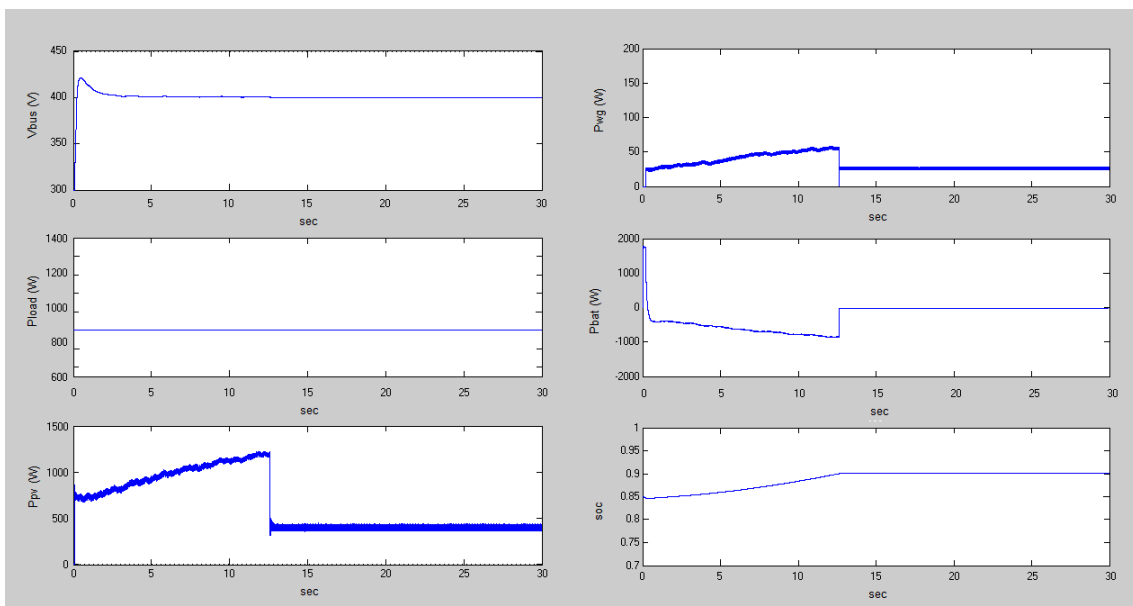
Il blocco triggerato è vuoto e serve ad effettuare l'aggiornamento dell'MPPT in maniera discreta; se a regolazione fosse continua il sistema non avrebbe tempo di reagire alla perturbazione che subito verrebbe variata:

Di seguito è mostrata la fase di avviamento e il raggiungimento del regime del sistema. I controlli MPPT sono stati inizializzati ad un valore maggiore di zero per ridurre i tempi di simulazione.

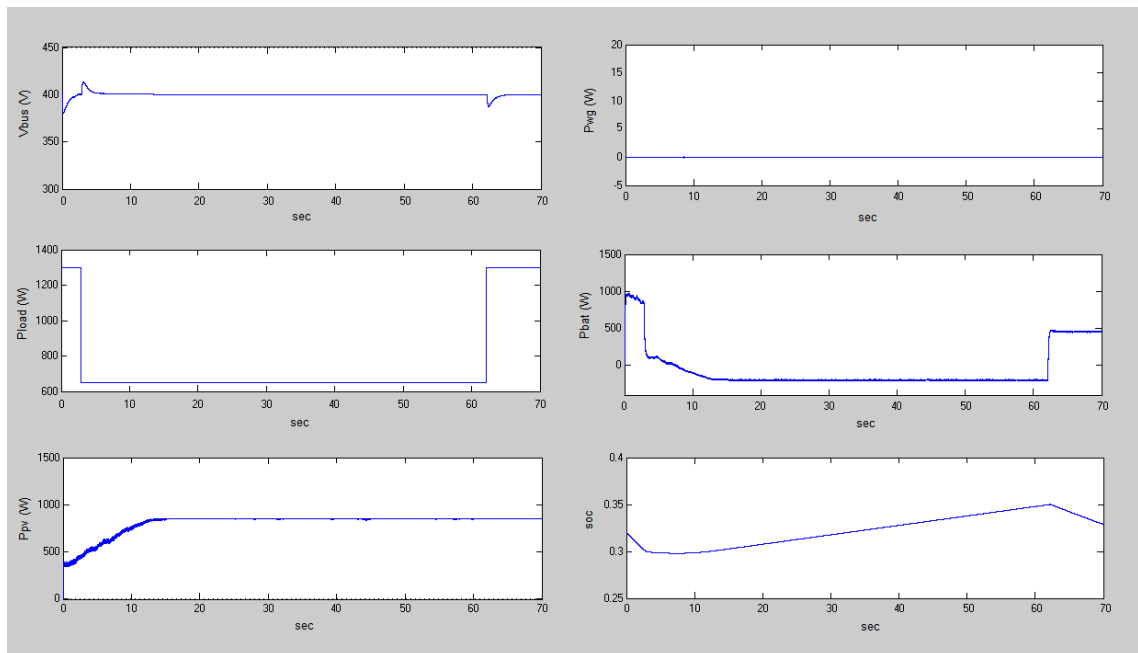


Di seguito saranno mostrati i vari passaggi di stato per effetto del controllo di sistema:

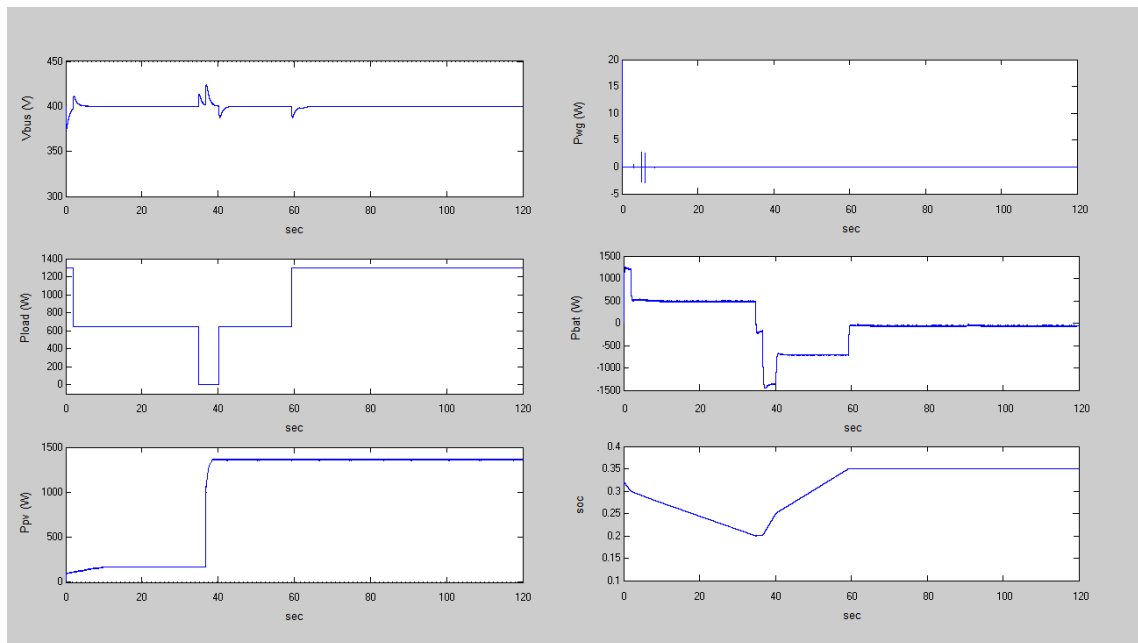
Stato 1 → Stato 2



Stato 1 → Stato 3 → Stato 1



Stato 1 → Stato 3 → Stato 4 → Stato 1



8. Conclusioni

Il lavoro è stato sviluppato partendo dalla scelta del tipo di architettura del sistema, confrontando le diverse alternative presenti in letteratura scientifica sulla base dei requisiti richiesti. Successivamente è stata effettuata l'analisi e la scelta dei convertitori statici, concentrandosi su convertitori di tipo "Soft-Switching", dei quali è stato presentato lo stato dell'arte ed illustrato i criteri di scelta per il caso in esame.

Dopo l'analisi della struttura e dei componenti dell'impianto si è passati al suo dimensionamento energetico tenendo presente l'obiettivo della minimizzazione del costo di installazione: mediante l'analisi ed elaborazione dei dati ambientali sono state caratterizzate le fonti primarie di energia, e successivamente è stato implementato un algoritmo per l'ottimizzazione energetico-economica del sistema. Infine è stato messo a punto un modello dinamico del sistema che ha permesso di analizzarne ed identificarne il comportamento dinamico e a regime e le azioni del sistema di controllo.

Appendice

Sono qui illustrati gli scrip di Matlab® realizzati per l'analisi dei dati atmosferici e per l'ottimizzazione.

A.1

Analisi dei dati atmosferici:

```
function [Gi,Gh,Gd,Gb] = main_irraggiamento

    clear all;
    clc;
    [Gh] = irraggiamento_orario;
    [Gd,Gb] = scomposizione(Gh);
    [Gi] = piano_inclinato(Gd,Gb,Gh);

end
```

```

% VALORI ORARI: Modello Collares-Pereira e ralb
% Gg = insolazione globale (media giornaliera) W/m2 (365 dati) da file txt.
% Gh= irraggiamento gobale medio orario W/m2 (8760 dati)

function [Gh] = irraggiamento_orario
clear all;
clc;
data = importdata('giornaliero.txt');
lon = 9;
lat = 45;
Gg = data.*1000; % Irraggiamento medio giornaliero in w/m2: 365

%----- Calcolo coefficienti Rt

for i=1:365 %ciclo dei giorni

    for j=1:24 %ciclo delle ore
        %calcolo grandezze
        B = (i-1)*2*pi/365;
        ET = 2.2918*(0.0075+0.1868*cos(B)-3.2077*sin(B)-...
            1.4625*cos(2*B)-1.4625*cos(2*B));
        hs = j+(ET/60)+(lon/15);
        omega = (12-hs)*15*pi/180;
        delta=0.006918-0.399912*cos(B)+0.070257*sin(B)-0.006758*cos(2*B)+...
            0.000907*sin(2*B)-0.002679*cos(3*B)+0.00148*sin(3*B);
        omegas = acosd(-tand(lat)*tand(delta))*pi/180;
        a = 0.409+0.5016*sin(omegas-(pi/3));
        b = 0.6609-0.4767*sin(omegas-(pi/3));

        Rt(i,j) = (pi/24)*(a+b*cos(omega))*(cos(omega)-cos(omegas))/...
            (sin(omegas)-omegas*cos(omegas));

    end
end
Rt(find(Rt<0))=0; % Pone a zero i valori negativi di Gh (validità diurna del modello)

%----- Calcolo irraggiamento medio orario

%Rt matrice 365x24 di Rt orari,ogni riga relativa alle ore di un giorno.
%Creo un vettore i cui elementi sono le 365 righe di Rt (8760 elementi)
%multiplicati per il valore medio giornaliero Gg(i),trovando così Gh.

A = size(Rt);
N = A(1); % n°righe Rt, 365
M = A(2); % n°colonne Rt, 24

index_start = 1;
index_end = index_start+M-1;

% Creo il vettore riga Gh (w/m2) 8760 dati medi orari
for i=1:N
    Gh(index_start:index_end) = Rt(i,:)*Gg(i);
    index_start = index_end+1;
    index_end = index_start+M-1;
end

end

```

```

%modello di scomposizione di Reindl.
%ingresso: %vettore con irraggiamento globale orario Gh (8760)

%PARTE 1: Calcolo del fattore di limpidezza Kt orario di tutto l'anno:
%Per ogni giorno viene calcolato il Kt orario come rapporto
%tra irraggiamento globale Gh a terra ed extraterrestre Goh W/m2
%PARTE 2: Applicazione del modello di Reindl

function [Gd,Gb] = scomposizione(Gh)

    clc;
    lon = 9;
    lat = 45;
    Isc = 1367; % costante solare W/m2
    gr = pi/180;

    %----- Calcolo Kt orario
    for i=1:365
        for j=1:24
            B = (i-1)*2*pi/365;
            ET = 2.2918*(0.0075+0.1868*cos(B)-3.2077*sin(B)-...
                1.4625*cos(2*B)-1.4625*cos(2*B));
            hs = j+(ET/60)+(lon/15);
            omega = (12-hs)*15*pi/180;
            delta=0.006918-0.399912*cos(B)+0.070257*sin(B)-0.006758*cos(2*B)+...
                0.000907*sin(2*B)-0.002679*cos(3*B)+0.00148*sin(3*B);
            eps = 1.00011+0.034221*cos(B)+0.00128*sin(B)+0.000719*cos(2*B)+...
                0.000077*sin(B);
            Goh(i,j)= Isc*eps*(cos(lat*gr)*cos(delta*gr)*cos(omega)+...
                sin(lat*gr)*sin(delta*gr));
        end
    end

    % Creo il vettore riga Goh (w/m2) 8760 dati medi orari
    A = size(Goh);
    N = A(1); % n°righe Goh, 365
    M = A(2); % n°colonne Goh, 24

    index_start = 1;
    index_end = index_start+M-1;

    for i=1:N
        Gohr(index_start:index_end) = Goh(i,:);
        index_start = index_end+1;
        index_end = index_start+M-1;
    end

    Kt = Gh./Gohr;

    %-----Applica modello Reindl
    for i=1:length(Kt)
        if (Kt(i)<0.3)
            Kd(i) = 1.020-0.248*Kt(i);
        elseif (Kt(i)> 0.78)
            Kd(i) = 0.147;
        else
            Kd(i) = 1.45-1.67*Kt(i);
        end
    end

    Gd = Kd.*Gh;
    Gb = Gh-Gd;

end

```

```

%calcola l'irraggiamento orario sul piano inclinato Gi noti i valori
% dell'irraggiamento diretto (Gb), diffuso (Gd) e globale (Gh)

function [Gi] = piano_inclinato(Gd,Gb,Gh)

%dati
lon = 9;
lat = 45;
fi = 45; %inclinazione del piano rispetto all'orizzontale
alfa = 0; %azimut
ro = 0.2; %coefficiente di Alberedo,
Rd = (1+cosd(fi))/2; %rapporto tra irr diffuso piano inclinato e orizzontale
Rr = (1-cosd(fi))/2; %coefficiente di riflessione

idx = 1;
for i=1:365 %ciclo dei giorni
    for j=1:24 %ciclo delle ore

        B = (i-1)*2*pi/365;
        ET = 2.2918*(0.0075+0.1868*cos(B)-3.2077*sin(B)-...
            1.4625*cos(2*B)-1.4625*cos(2*B));
        hs = j+(ET/60)+(lon/15);
        omega = (12-hs)*15;
        delta= 0.006918-0.399912*cos(B)+0.070257*sin(B)-0.006758*cos(2*B)+...
            0.000907*sin(2*B)-0.002679*cos(3*B)+0.00148*sin(3*B);

        %coseno dell'angolo zenitale
        cosz(i,j) = cosd(lat)*cosd(delta)*cosd(omega)+sind(lat)*sind(delta);
        %coseno dell'angolo di incidenza
        costeta(i,j) = sind(delta)*sind(lat)*cosd(fi)-...
            sind(delta)*cosd(lat)*sind(fi)*cosd(alfa)+...
            cosd(delta)*cosd(lat)*cosd(fi)*cosd(omega)+...
            cosd(delta)*sind(lat)*sind(fi)*cosd(alfa)*cosd(omega)+...
            cosd(delta)*sind(fi)*sind(alfa)*sind(omega);

        Rb = costeta./cosz;

    end
end

% Creo il vettore riga Rbh le cui colonne sono le righe di Rb, 8760 dati medi orari
A = size(Rb);
N = A(1); % n°righe Rb, 365
M = A(2); % n°colonne Rb, 24

index_start = 1;
index_end = index_start+M-1;

for i=1:N
    Rbh(index_start:1:index_end) = Rb(i,:);
    index_start = index_end+1;
    index_end = index_start+M-1;

end

Gi = Rbh.*Gb+ Gd*Rd + Gh*ro*Rr;

end

```

```

% Calcola la temperatura media oraria mediante il modello di Herbs
% riceve in ingresso due vettori:
% Kt: gli indici di limpidezza medi mensili
% Ta: temperatura media mensile

function [Th] = temperatura_oraria

    clear all;
    clc;
    data = importdata('ktm.txt');
    Kt = data(1,:);
    Ta = data(2,:);

    for i=1:12
        for j=1:24

            t(j)=2*pi*(j-1)/24;
            %Thm(i)= Ta(i) / (25.8*Kt(i)-5.21);
            Tah(i,j)= Ta(i)+(25.8*Kt(i)-5.21)*(0.463*cos(t(j)-3.805)+...
                0.0984*cos(2*t(j)-0.36)+...
                0.0168*cos(3*t(j)-0.822)+...
                0.0138*cos(4*t(j)-3.513));

        end
    end

    %replico i "giorni tipo" orari per ogni giorno del mese
    Tge = repmat(Tah(1,:),1,31); Tfe = repmat(Tah(2,:),1,28); Tma = repmat(Tah(3,:),1,31);
    Tap = repmat(Tah(4,:),1,30); Tmg = repmat(Tah(5,:),1,31); Tgi = repmat(Tah(6,:),1,30);
    Tlu = repmat(Tah(7,:),1,31); Tag = repmat(Tah(8,:),1,31); Tse = repmat(Tah(9,:),1,30);
    Tot = repmat(Tah(10,:),1,31); Tno = repmat(Tah(11,:),1,30); Tdi = repmat(Tah(12,:),1,31);

    %creo un vettore orario annuale
    Th= [Tge,Tfe,Tma,Tap,Tmg,Tgi,Tlu,Tag,Tse,Tot,Tno,Tdi];

end

```


A.2

Algoritmo di ottimizzazione:

```
function [x,fval] = main_ottimiz
    clear all;
    clc;
    FitnessFunction = @(x) costo(x);
    vincolo = @(x) lpsp(x);
    intcon = [1,2,3];
    options = gaptimset(@gaplotbestf);
    nvars = 3;
    LB = [0 0 0];
    UB = [50 36 100];
    [x,fval] = ga(FitnessFunction,nvars,[],[],[],[],LB,UB,vincolo,intcon,options)
end
```

Funzione di costo:

```
% costi unitari:
% PV 240Wp: 400 euro
% WG 1kW: 1000 euro
% batterie Pb-gel 12V 120Ah : 200 euro

function y = costo(x)

    y = x(1)*400+x(2)*1000+x(3)*200;

end
```

Di seguito è mostrata la funzione di vincolo con il calcolo dell'LPSP:

```

% Calcolo del vincolo non lineare dell'algorithm genetico
% Ingresso dati orari di: irraggiamento(W/m2), temperatura(°C), velocità vento (m/s),
% carico (W) da file "completi.txt"
% x(1)= n°PANNELLI
% x(2)= n°TURBINE
% x(3)= n°BATTERIE

function [c,ceq] = lpsp(x)

% Importiamo i dati dal file "completi.txt"
data = importdata('completi.txt');
% Costanti
q = 1.6*(10^(-19));
n = 1.17;
K = 1.38*(10^(-23));
C10 = 120; %Ah, dato fornito da enel
Iba = 3*C10;
soc_min = 0.2;
soc_max = 0.9;
eta_pv = 0.95; %rendimento convertitore PV
eta_w = 0.9; %rendimento convertitore Eolico
eta_b = 0.95; %rendimento convertitore batteria
eta_i = 0.95; %rendimento inverter
% parametri WG
vi = 2; %cut in m/s
vo = 14; %cut off m/s
vn = 8; %velocità nominale m/s
Pwn = 1000; %potenza nominale aerogeneratore W
%inizializzazione
t = 0;
soc = 1;

for i=1:length(data)
% Inizializziamo i dati
G(i) = data(i,1); T(i) = data(i,2); v(i) = data(i,3); PL(i) = data(i,4);

% Potenza PV, modello per un 240Wp, dato enel
Voc(i) = 37.2*((25+273)/(T(i)+273))^(1.15)/(1+0.058*log(1000/G(i)));
Voc(i) = Voc(i)*q/(n*K*(T(i)+273));
Isc(i) = 8.44*(G(i)/1000)^(1.21);
FF(i) = ((Voc(i)-log(Voc(i)+0.72)))/(1+Voc(i))*(1+(0.012*Isc(i)/Voc(i)));
Ppv(i) = x(1)*FF(i)*Voc(i)*Isc(i); %PV maximum power point

% Potenza WG
if (vi<=v(i)) && (v(i)<=vo)
Pw(i) = x(2)*Pwn*(v(i)-vi)/(vn-vi);
else
Pw(i) = 0;
end

%Potenza Batteria
PB(i) = eta_pv*Ppv(i) + eta_w*Pw(i) - PL(i)/eta_i;

if (PB(i)<0) %----- Scarica
IBsb = C10*(soc-soc_min);
ISmax = min(Iba,IBsb);
Vbs = (12.66+0.72*log10(soc))+ISmax*(0.055-0.01*soc+(4.27+100.73*soc)^(-1));
PBs_max = x(3)*eta_b*Vbs*ISmax; % massima potenza erogabile

if (PBs_max<abs(PB(i)/eta_b)) % non copertura
t = t+(1-(PBs_max/abs(PB(i))))); %incrementa t per l'LPSP
soc = soc_min;

else % copertura
soc = soc + PB(i)/(x(3)*Vbs*C10*eta_b);
end

else %----- Carica
IBcb = C10*(soc_max-soc);
ICmax = min(Iba,IBcb);
Vbc = (13.2+0.8*log10(soc))+ICmax*(0.062-0.046*soc+(95.6-52.671*soc)^(-1));
Pbc_max = x(3)*Vbc*ICmax/eta_b; % massima potenza assorbibile

if (Pbc_max<abs(PB(i)/eta_b)) %capacità insufficiente
soc = soc_max;

else %capacità sufficiente
soc = soc + (PB(i)*eta_b)/(x(3)*Vbc*C10);
end

end

end % fine for

lpsp = t/length(data); %calcolo LPSP annuo

c = [lpsp-0.05]; %vincolo di disuguaglianza lpsp
ceq = []; %vincolo di uguaglianza, non presente
end

```

Bibliografia

- [1] Chen Jian, CheYanbo, Zhao Lihua "Design and Research of Off-grid Wind-Solar Hybrid Power Generation Systems" IEEE 2011. Tianjin University, Tianjin, China. IEEE
- [2] Paul Van Tichelen, Dominique Weyen "Optimized Use of an Internal-Combustion Engine with a Variable speed Synchronous Generator and Rectifier" IEEE 1998. Flemish Institute for Technological Research. IEEE
- [3] S. Guastella, G. Drera, C. Rosito "Sperimentazione di sistemi ibridi innovativi per l'elettrificazione di comunità isolate prove nel laboratorio ad Energie Rinnovabili" Rapporto Cesi 2004, committente: Ricerca Di Sistema
- [4] M. Mauri "Analisi, dimensionamento e verifica di un prototipo di inverter multi ingresso con BUS in DC e BUS out DC + AC per applicazioni in micro-reti" Politecnico di Milano, committente: CNR
- [5] Ned Mohan "Elettronica di potenza" Hoepli
- [6] H.Tao, A.Kotsopoulos, J.L. Durte, M.A.M Hendrix "Family of multiport bidirectional Dc-Dc-converters", IEEE 2012. Department of electrical engineering, Eindhoven, Nederland
- [7] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, and I. Batarseh, "An Integrated four-port dc/dc converter for renewable energy application," IEEE Trans.Power Electronics, vol. 25, no. 7, pp. 1877-1887, July 2010.
- [8] Shuai Jiang, Dong Cao, Fang Z.Peng, Yuan Li, "Grid connected boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and MPPT" IEEE 2012. department of ECE at Mitchigan State University, USA. Sichuan University, China
- [9] Jianwu Zeng, Wei Qiao, Liyan Qu, "An isolated multiport Dc-Dc converter for simultaneous power management of multiple renewable energy sources" IEEE 2012. University of Nebraska-Lincoln
- [10] H.Tao, J.L. Durte, M.A.M Hendrix "Multiport converters for hybrid power sources", IEEE 2008. Group of Electromechanics and Power Electronics, Eindhoven, Nederland
- [11] Wuhua Li, Jianguo Xiao, Yi Zhao, Xiangning He. "PWM Plus Phase Angle Shift (PPAS) Control Scheme for Combined Multiport DC/DC Converters" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 3, MARCH 2012
- [12] H.Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix. "Multi-Input Bidirectional DC-DC Converter Combining DC-Link and Magnetic-Coupling for Fuel Cell Systems" IEEE 2005. Department of Electrical Engineering Eindhoven University of Technology, Netherlands
- [13] Chuanhong Zhao, "Isolated Three-port Bidirectional Dc-Dc converter" Zhejiang University, China
- [14] L. Solero, F. Caricchi, F. Crescimbeni, O. Honorati, F. Mezzetti. "Performance of A 10 kW Power Electronic Interface For Combined Wind/PV Isolated Generating Systems" IEEE 1996. University of Rome "La Sapienza" - Department of Electrical Engineering
- [15] O. Cornea, N. Muntean, R. Teodorescu, M. L. Gavris. "Dual Input Hybrid Buck LC Converter for a

Mixed Wind and PV Array Generation System" IEEE 2012. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference

[16] Haimin Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix. "Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter

Controlled by Phase Shift and PWM" IEEE 2006. Department of Electrical Engineering Eindhoven University of Technology, Netherlands

[17] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen and R. Belmans. "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters" 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference

[18] R. O. Caceres, I. Barbi, "A Boost DC-AC Converter: Analysis, Design, and Experimentation" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 14, NO. 1, JANUARY 1999

[52] eu-solar.panasonic.net

[19] C. Pascual, P. T. Krein, "Switched capacitor system for automatic series battery equalization," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 1997, pp. 848-854.

[20] M. Meiqin, S. Jianhui, L. Chang, Z. Guorong, Z. Yuzhu, "CONTROLLER FOR 1KW-5KW WIND-SOLAR HYBRID GENERATION SYSTEMS" IEEE 2008

[21] E. Santi, D. Franzoni, A. Monti, D. Patterson, F. Ponci, N. Barry, "A Fuel Cell Based Domestic Uninterruptible Power Supply" IEEE 2002

[22] S. G. Tesfahunegn, P.J.S. Vie, Ø. Ulleberg, T.M. Undeland "A SIMPLIFIED BATTERY CHARGE CONTROLLER FOR SAFETY AND INCREASED UTILIZATION IN STANDALONE PV APPLICATIONS" IEEE 2011

[23] Sandeep Anand, Rajesh Singh Farswan, Bhukya Mangu, B.G. Fernandes "OPTIMAL CHARGING OF BATTERY USING SOLAR PV IN STANDALONE DC SYSTEM" IEEE 2012 , Power Electronics, Machines and Drives, 6th IET International Conference

[24] J.A. Barros Vieira, A.M. Mota "Maximum Power Point Tracker Applied in Batteries Charging with PV Panels" Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium

[25] C. Tian, C. Zhang, K. Li, X. Chu, N. Cui "Control Strategy for Bi-Directional DC/DC Converter of a Stand-Alone Wind Power System" 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) 2012

[26] Zhiling Liao, Xinbo Ruan "A Novel Power Management Control Strategy for Stand-alone Photovoltaic Power System" IEEE 2009

[27] O.D. Patterson, M. Divan "Pseudo resonant full bridge Dc/Dc converter" IEEE Transaction on power electronics, 1991

[28] Christian Gueymard, "Direct and Indirect Uncertainties in the Prediction of Tilted Irradiance for Solar Engineering Applications" Solar Energy, Vol. 83, n° 3, 2009

[29] www.eosweb.larc.nasa.gov

[30] Gansler RA, Klein SA, Beckman WA. "Assessment of accuracy of generated meteorological data for use in solar energy simulation studies." Solar Energy 1994

[31] Wahab MA, Essa KSM. "Extrapolation of solar irradiation measurements: case study over Egypt". Renew Energy 1998

[32] M. Collares-Pereira, A. Rabl "THE AVERAGE DISTRIBUTION OF SOLAR RADIATION CORRELATIONS BETWEEN DIFFUSE AND HEMISPHERICAL AND BETWEEN DAILY AND HOURLY INSOLATION VALUES" Solar Energy 1979

[33] Gordon JM, Reddy TA. "Time series analysis of hourly global horizontal solar radiation." Solar Energy 1988

[34] Gordon JM, Reddy TA. "Time series analysis of daily horizontal solar radiation." Solar Energy 1988

- [35] Bakloutsis A, Tsanakas D, Vachtsevanos G. "Stochastic simulation of hourly and daily average wind speed sequences". *Wind Energy* 1986
- [36] G. V. PARISHWAD, R. K. BHARDWAJ and V. K. NEMA "Prediction of monthly-mean hourly relative humidity, ambient temperature, and wind velocity for India" *Renewable Energy* 1998
- [37] Erbs, Klein, Beckman "Estimation of degree-days and ambient temperature bin data from monthly average temperatures" *ASHRAE Journal* 1983
- [38] Gelezenis "Estimation of hourly temperature data from their monthly average values: case study of Greece" *Renewable Energy* 1999
- [39] Zhongling Guo "A simple method to downscale daily wind statistics to hourly wind data" Cornell university library 2013
- [40] Roberto Carapellucci, Lorena Giordano "A methodology for the synthetic generation of hourly wind speed time series based on some known aggregate input data" *Applied Energy* 2012
- [41] A. Capasso, W. Grattieri, R. Lamedica, A. Prudenzi, "A bottom-up approach to residential load modeling", *IEEE Transactions on Power Systems*, 1994
- [42] I. Richardson, M. Thomson, D. Infield, "A high-resolution domestic building occupancy model for energy demand simulations" *Energy and Buildings* 2008
- [43] S. Barsali, P. Di Marco, S. Filippeschi, A. Franco, R. Giglioli, D. Poli "Dimostratore di casa attiva" ENEA, Report RdS 2011
- [44] AEEG "Ipotesi di incremento della potenza prelevabile nelle ore a basso carico per utenze domestiche con rilevazione dei prelievi per fasce orarie" DCO 37, 2009
- [45] M. Alabiso, A. Ardito, A. Capozza "Contributo delle elettrotecnologie per usi finali al carico di punta" CESI, Rapporto di Ricerca di Sistema, 2005
- [46] <http://www.arpalombardia.it>
- [47] J.V.Seguro, T.W. Lambert "Modern estimation of the parameters of the weibull wind speed distribution for wind energy analysis" *Journal of Wind Engineering* 2000
- [48] John Wiley, *Wind Energy Explained "Theory, Design And Application"* 2002
- [49] N Pradhan, N R Kark, B R Pokhre "Reliability Evaluation of Small Standalone Hybrid Solar PV - Wind Power System" *IEEE ICSET* 2012
- [50] Hongxing Yang, Lin Lu, Wei Zhou "A novel optimization sizing model for hybrid solar-wind power generation" *Solar Energy* 2007
- [51] Denis Baldo, Irene Poli "Modellazione statistica per l'ottimizzazione di sistemi energetici" 2012
- [52] eu-solar.panasonic.net
- [53] <http://www.jycbattery.com>
- [54] <http://www.futureenergy.co.uk>
- [55] Wei Zhou, Hongxing Yang, Zhaohong Fang "A novel model for photovoltaic array performance prediction" *Applied Energy* 2007
- [56] Jia, Anderson "A novel approach for evaluating the series resistance of solar cells" *Solar cells* 1988
- [57] Lu, Yang, Burnett "Investigation on wind power potential on Hong Kong island, an analysis of wind power and wind turbine characteristic" *Renewable Energy* 2002
- [58] Y.Sukmongkol, S. Chungpaibulpatana, W.Ongsakul "A simulation model for predicting the performance of a solar photovoltaic system with alternating current load" *Renewable Energy* 2002
- [59] Ned Mohan "Elettronica di potenza, convertitori e applicazioni" Hoepli
- [60] C.P.Herze, H.C.Martin, D.W.Parsley "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters using pulse width modulation" *IEEE* 1988

- [61] D.M. Divan, "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", *IEEE* 1986
- [62] A. Carlsson, "The back-to-back converter; control and design", *Licentiate's Thesis, department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, May 1998.*
- [63] K.Liu, R. Oruganti, F. C. Y. Lee, "Quasi-Resonant Converters Topologies and Characteristics", *IEEE* 1997
- [64] Barbi, Bolacell, Martin, Libano "Buck Quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design and experimentation" *IEEE* 1989
- [65] Barbi, Viera, Hey "A pulsewidth-modulated zero-voltage zero-current switched half bridge quasi-resonant converter" *IECON* 1989
- [66] Maksimovic, Cuk "A general approach to synthesis and analysis of quasi resonant converters" *IEEE* 1989
- [67] M.Jovanovic "resonant, quasi-resonant, multi-resonant and soft switching techniques. Merits and limitations"
- [68] Dan M. Sable, Fred C. Lee and BO H. Cho "A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Battery Charger / Discharger for the NASA EOS Satellite" *IEEE* 1992
- [69] C. P. Henze, H. C. Martin, D.W. Parsley "ZERO-VOLTAGE SWITCHING IN HIGH FREQUENCY POWER CONVERTERS USING PULSE WIDTH MODULATION" *IEEE* 1988
- [70] Biswajit Ray Anibal Romney-Diaz "CONSTANT FREQUENCY RESONANT TOPOLOGIES FOR BIDIRECTIONAL DC/DC POWER CONVERSION" *IEEE* 1993
- [71] Wojciech, Tabisz, Lee "Zero-voltage-switching multi-resonant technique, a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converter" *IEEE* 1988
- [72] Hua, Jang, Lee "Novel zero-current-transition PWM converters" *IEEE* 1993
- [73] Hua, Lee "A new class of zero-voltage switched PWM" *IEEE* 1991
- [74] Hua, Leu, Lee "Novel zero-voltage transition PWM converters" *IEEE* 1992
- [75] Nicolau P. Filho, Valdeir JosC Farias and Luiz Carlos de Freitas "A NOVEL FAMILY OF DC-DC PWM CONVERTERS USING THE SELF-RESONANCE PRINCIPLE" *IEEE* 1994
- [76] Pattnaik, panda, Mahapatra "Efficiency improvement of synchronous buck converter by passive auxiliary circuit" *IEEE* 2010
- [77] Chen, Jan "A new DSP-based zvt photovoltaic energy conversion system" *IEEE* 2011
- [78] Hua, Lee "Soft switching techniques for pulse-width-modulated converters" 1994
- [79] C. Ostein, A. Grundling, H. Pinheiro, L. Hey "Analysis and comparison of soft-transition inverters" *IEEE* 2003
- [80] M. bellar, T. Wu, A. Tchamdjou, J. Mahdavi, M. Ehsani "A review of soft-switched Dc-Ac converters" *IEEE* 1998
- [81] Y.Lee, F.Lee, D. Boroyevich "A three phase soft-transition inverter with a novel control strategy for zero-current and near-zero-voltage switching" *IEEE* 2001
- [82] K. Rahimi, A.Motlagh, M. Pakdel "A new soft-switched ZCZVT Dc-Ac Inverter" *IEEE* 2009
- [83] Y. Li, F. Lee, J. Lai, D. Boroyevich "A novel three-phase zero-current-transition and quasi-zero-voltage-transition (ZCT-QZVT) Inverter/rectifier with reduces stresses on devices components" *IEEE* 2000
- [84] C. Oliveira Stein, H. Grundling, H. Pinheiro, J. Pinheiro, H. Hey "Zero-current and Zero-Voltage soft transition commutation cell for PWM inverters" *IEEE* 2004
- [85] R. Gurunathan, A. Bath "Zero-Voltage Switching DC Link Single-Phase Pulsewidth-Modulated Voltage Source Inverter" *IEEE* 2007

- [86] Liao, Ruan "Control strategy of Bidirectional Dc-Dc converter for a novel stand-alone photovoltaic power system" IEEE 2008
- [87] Liao, Ruan "A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system" IEEE 2009
- [88] I. Gonzalez, A. Ramiro, M. Calderon, A.J. Calderon, J.F. Gonzalez," Estimation of the state-of-charge of gel lead-acid batteries and application to the control of a stand-alone wind-solar test-bed with hydrogen support" Hydrogen Energy , 2012
- [89]K.Ishaque, Z.Salam, Syafaruddin "A comprensive MATLAB Simulink PV model system simulator with partial shading capability based on two diode model" Solar Energy 2011
- [90]J.B. Cobetti, F.Chenlo "Lead/Acid batteries for photovoltaic applications. Test result and Modelling" Journal of power source 1993
- [91] P.Jansuja, Y. Kumsuwan "Design of Matlab/Simulink Modelling of fixed-pitch angle wind turbine simulator" Energy Procedia 2013
- [92] Prof. Paolo Bolognesi, appunti di "Dinamica delle macchine elettriche e azionamenti elettrici 2" Dipartimento di sistemi elettrici e Automazione, Ingegneria Pisa

Ringraziamenti

Ringrazio la mia famiglia per avermi sempre appoggiato durante questo percorso, per aver sempre avuto fiducia in me, per aver sempre capito tutto senza dover mai spiegare niente, per aver condiviso le mie gioie ed avermi sostenuto nei momenti più bui, con quell'amore cieco e incondizionato di cui sono capaci solo i genitori e i fratelli. Questo lavoro è per loro.

Ringrazio la mia Sara per avermi dato la forza e il coraggio che spesso mi sono mancati.

Ringrazio i miei Amici, quelli vicini e quelli più lontani, i migliori compagni di viaggio che potessi desiderare.

Un Grazie particolare va al mio caro Reds, per l'aiuto e la sua pazienza africana, gli auguro con tutto il cuore di trovare quello che cerca.

Ringrazio il Professor Paolo Bolognesi, per il metodo e la passione che mette nell'insegnamento. Gli auguro le migliori soddisfazioni e soprattutto di trovare sempre il tempo per fare tutto quello che deve.